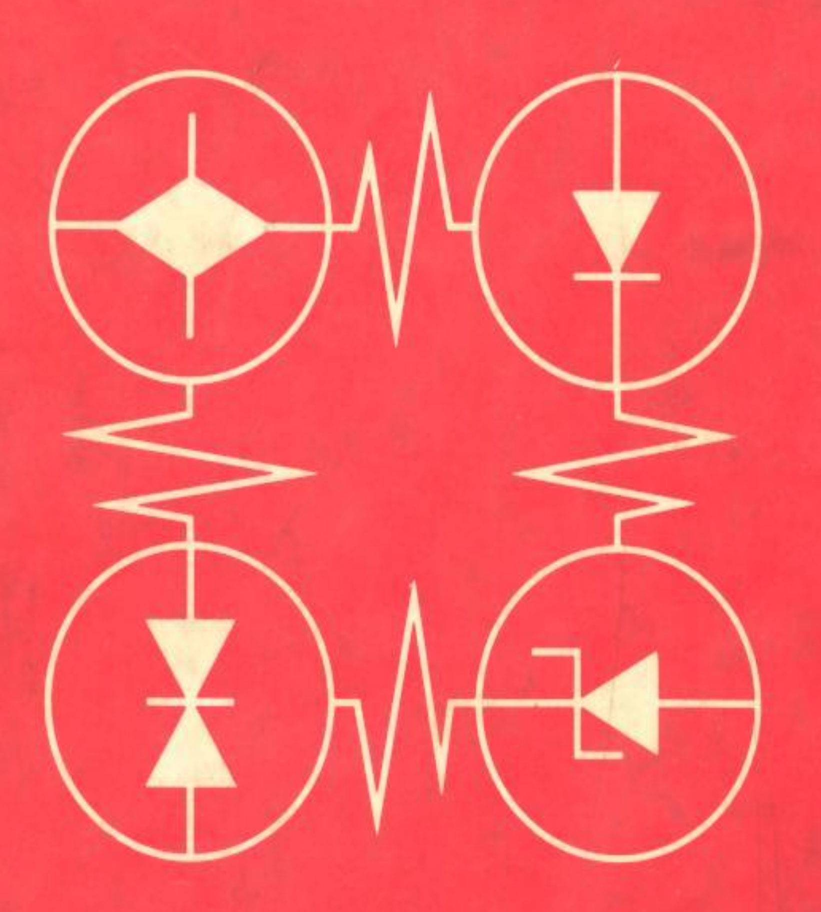
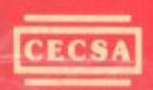
FUNDAMENTOS DE ELECTRONICA



E. NORMAN LURCH



NUEVA EDICION

Teorema de Miller:

$$R_{ent} = \frac{R_B}{1 + A_v} \quad (7\text{-}28) \qquad R_{sal} = \frac{A_v}{1 + A_v} R_B \quad (7\text{-}29)$$

Capítulo 8 Transistores de efecto de campo

Para el JFET y el MOSFET tipo agotamiento:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (8\text{-}1) \qquad g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \text{ para una constante } V_{DS} \quad (8\text{-}3)$$

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad (8\text{-}4) \qquad g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad (8\text{-}6)$$

Para el MOSFET tipo acrecentamiento:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (8\text{-}7) \qquad g_m = 2K(V_{GS} - V_T) \quad (8\text{-}8)$$

Capítulo 9 Polarización del FET, líneas de carga y amplificadores

$$A_v = A_e = g_m R_D \quad (9\text{-}10) \qquad r'_s = \frac{1}{g_m}\ \Omega \text{ or } g_m = \frac{1}{r'_s}\ \text{S} \quad (9\text{-}11)$$

$$A_e = A_v = g_m R_D = \frac{R_D}{r'_s} \quad (9\text{-}12)$$

$$A_e = A_v = g'_m R_D = \frac{R_D}{r'_s + R_S} \quad (9\text{-}13) \qquad g'_m = \frac{1}{r'_s + R_S} = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_S} \quad (9\text{-}14)$$

Fuente seguidora:

$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} < 1 \quad (9\text{-}17)$$

Capítulo 10 Estabilidad y compensación

Para estabilidad de beta:

$$K = \left(\frac{\Delta I_C}{I_C}\right) \Big/ \left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right) \text{ donde } 0 \le K \le 1 \quad (10\text{-}1)$$

$$K = \frac{1}{1 + (\beta + \Delta\beta)\dfrac{R_E}{R_E + R_B}} \quad (10\text{-}5)$$

Para sensibilidad a la temperatura:

$$I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO} \quad (10\text{-}7)$$

I_{CBO} se duplica para cada 10 °C de aumento en los transistores de germanio.

I_{CBO} se duplica para cada 6 °C de aumento en los transistores de silicio.

$$I'_{CBO} = 2^N I_{CBO} \quad (10\text{-}8c) \qquad I'_{CEO} = (1 + \beta) 2^N I_{CBO} \quad (10\text{-}9)$$

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \text{ donde } 1 \le S \le (1 + \beta) \quad (10\text{-}11a)$$

$$\Delta I_C = S \times \Delta I_{CBO} \quad (10\text{-}11b) \qquad S = \frac{R_E + R_B}{R_E + \dfrac{R_B}{1 + \beta}} \quad (10\text{-}12)$$

Capítulo 11 Decibeles

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (11\text{-}1) \qquad dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} + 10 \log_{10} \frac{R_1}{R_2} \quad (11\text{-}3)$$

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \quad (11\text{-}4) \qquad dB = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1} + 10 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} \quad (11\text{-}5)$$

Capítulo 12 Amplificadores especiales

El amplificador Darlington:

$$r_{ent} \approx (1 + \beta)^2 (r'_e + R_E) \quad (12\text{-}5)$$

$$A_i = (1 + \beta)^2 \quad (12\text{-}6) \qquad A_v = \frac{R_E}{r'_e + R_E} \le 1 \quad (12\text{-}7)$$

El amplificador diferencial:

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent1} - V_{ent2}} \quad (12\text{-}9)$$

con salida equilibrada:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \quad (12\text{-}10) \qquad A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_E} \quad (12\text{-}11)$$

con salida desequilibrada:

$$A_v = \frac{R_C}{2r'_e} \quad (12\text{-}12) \qquad A_v = \frac{R_C}{2(r'_e + R_E)} \quad (12\text{-}13)$$

Razón de rechazo de modo-común:

$$A_{cm} = \frac{V_{sal,cm}}{V_{ent,cm}} \quad (12\text{-}16) \qquad \text{CMRR} = \frac{A_v}{A_{cm}} \quad (12\text{-}17)$$

$$V'_{sal} = \left[1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \times \frac{V_{ent,cm}}{(V_{ent_1} - V_{ent_2})}\right] V_{sal} \quad (12\text{-}19)$$

Capítulo 13 Amplificadores de potencia de una sola terminal

Disipadores de calor:

$$P_C = V_{CE} I_C \quad (13\text{-}1) \qquad \theta = \frac{T_2 - T_1}{P_C}\ °\text{C/W o °C/mW} \quad (13\text{-}2a)$$

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}\ °\text{C/W o °C/mW} \quad (13\text{-}3a)$$

$$T_J = T_A + \theta_{JA} P_C\ °\text{C} \quad (13\text{-}3b)$$

Titulo original en inglés:
FUNDAMENTALS OF ELECTRONICS

Traducido por:
ROBERTO MACIAS PEREZ
Ingeniero Mecánico Electricista
Coordinador del Area de Electrónica
en la Facultad de Ingeniería, UNAM

Edición autorizada por:
TRANS-EDITIONS, INC. A DIVISION OF
JOHN WILEY & SONS, INC.

Library of Congress Cataloging in Publication Data

ISBN 0-471-06077-1

Segunda edición en español de la tercera en inglés:
octubre de 1985
idem 1989

ISBN 968-26-0089-8
ISBN 968-26-0576-8

COMPAÑIA EDITORIAL CONTINENTAL, S. A. DE C. V.
CALZ. DE TLALPAN NÚM. 4620, MÉXICO 22, D. F.

MIEMBRO DE LA CAMARA NACIONAL DE LA INDUSTRIA EDITORIAL
Registro Núm. 43

IMPRESO EN MEXICO PRINTED IN MEXICO

Contenido

Prefacio

Los siguientes párrafos que aparecieron en las ediciones anteriores, son aplicables a esta nueva edición:

> Este libro está planeado para cubrir las necesidades del técnico que trabaja en el campo de la electrónica. Su propósito es proporcionar una base firme y sólida en los fundamentos que son necesarios para el estudio de los aspectos más especializados de la electrónica. Un estudiante que utilice este libro deberá tener un conocimiento activo de los fundamentos de corriente directa y estar estudiando los circuitos de corriente alterna mientras estudia los Caps. del 1 al 7, si es que no los ha estudiado ya.
>
> El nivel del material contenido en este texto, capacita al estudiante para resolver problemas como cálculos de ganancia, potencias de salida y soluciones gráficas... Sin embargo, no es mi intención en este libro, preparar al estudiante a manejar las ecuaciones de diseño y deducciones originales que son las premisas del ingeniero en electrónica. Un estudiante con un buen conocimiento activo de álgebra y trigonometria del ángulo recto no deberá tener dificultad con la solución de los problemas.

La electrónica se ha expandido mucho durante las dos últimas décadas, y principalmente en la última. Por fortuna, hemos desarrollado aproximaciones simplificadas para entender esta nueva tecnología. Por ejemplo, a un nivel técnico, no es muy necesario, involucrarse en la muy complicada aproximación algebraica de los parámetros híbridos; podemos tomar una aproximación simplificada que se aplique tanto al transistor bipolar como al transistor de efecto de campo.

He tratado de reducir a un mínimo el número de ecuaciones necesarias. Cada ecuación importante es enmarcada en un cuadro, estas ecuaciones enmarcadas también aparecen listadas por capitulo y con titulo de referencia en la parte interior de las cubiertas donde el estudiante puede encontrarlas con facilidad. El instructor puede decidir cuál de estas ecuaciones deberá aprender de memoria el estudiante.

Aunque esta edición es técnicamente la tercera, casi se ha reescrito por completo. Se ha tomado un nuevo punto de vista en la mayoria de los capitulos. El material de comunicaciones, se ha omitido en esta edición. En su lugar, estas páginas son utilizadas para expander los conceptos del FET y para algunos capitulos del amplificador operacional.

La mayoría de las secciones contenidas en los capítulos tienen problemas asignados. Al final de la mayoría de los capítulos hay un grupo de problemas suplementarios que cubren todo el capítulo. He seleccionado los grupos de problemas de este tipo de tal manera que son parecidos a los que utilizo en mis clases para propósitos de examen. La mayoría de los problemas de este libro se han utilizado en al menos dos de mis clases.

Le agradezco al Dr. Irving L. Kosow sus muchas y valiosas sugerencias durante la escritura de esta edición.

1 Material semiconductor

Este capítulo sirve como una introducción a la electrónica considerando aquellas propiedades de las partículas atómicas que contribuyen al flujo de corriente en los metales (Sec. 1-1). En el estudio de la electrónica, debemos reafirmar nuestros conceptos de conducción y aislamiento haciendo consideración de las bandas de energía (Sec. 1-2). La estructura de un cristal (Sec. 1-3) es muy importante, ya que es el bloque constitutivo de los materiales semiconductores intrínsecos (Sec. 1-4). El material tipo *N* (Sec. 1-5) se forma al introducir átomos donadores, y el material tipo *P* (Sec. 1-6) se forma introduciendo átomos aceptadores en el material intrínseco. Puesto que hay muchas aplicaciones ópticas de los semiconductores, se presenta una pequeña discusión de las propiedades de la luz (Sec. 1-7).

Sección 1-1 La estructura del átomo

Al comenzar a estudiar los circuitos de cd, se introduce el concepto de flujo de corriente en un conductor. En un conductor de cobre un electrón de cada átomo de este metal está libre y se mueve de un átomo a otro. Puesto que hay un gran número de átomos de cobre en un conductor, los electrones "libres" forman una "nube". Considere una sección pequeña de un conductor. Cuando se aplica una fem entre las terminales del conductor, los electrones libres de esta "nube" se mueven hacia fuera del conductor por uno de sus extremos. Un número igual de electrones entra por el otro extremo para mantener constante la cantidad de electrones en la "nube". A este flujo neto de electrones se le llama *corriente de electrones*.

Para explicar cómo trabaja un dispositivo electrónico, debemos examinar el átomo en mayor detalle y, también, estudiar cómo forman los átomos los materiales semiconductores.

Un diagrama empleado, ampliamente, para mostrar la forma física del átomo es el modelo de Bohr (Fig. 1-1). Este es un modelo tridimensional en el cual los electrones giran en órbitas elípticas, alrededor de una parte central llamada *núcleo*. Para tener una mayor claridad, el modelo tridimensional se simplifica al modelo de dos dimensiones de la Fig. 1-2.

Un átomo en su estado natural, es eléctricamente neutro. Puesto que cada electrón representa una cantidad fija de carga negativa, igual número de cargas positivas son necesarias, para equilibrar la carga negativa de los electrones. Estas partículas positivas localizadas en la región central

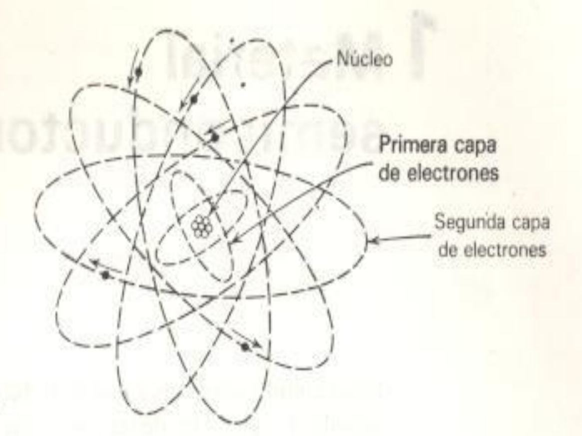


Fig. 1-1 Modelo de Bohr del átomo.

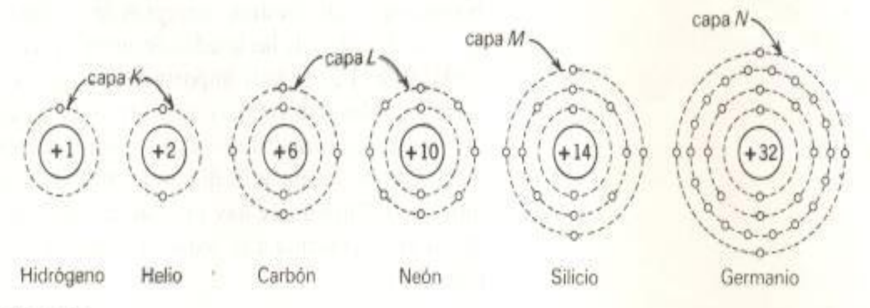


Fig. 1-2 Modelos de varios átomos.

del átomo, se llaman *protones*. Por ejemplo, si un átomo particular, tiene 10 electrones en órbita (neón en la Fig. 1-2), el núcleo debe tener 10 protones para llevar a cero la carga eléctrica total. El núcleo también contiene algunos componentes neutros (sin carga eléctrica específica) llamados *neutrones*. Ambos, el protón y el neutrón pesan cerca de 1850 veces lo que pesa el electrón; por lo tanto, el peso de un átomo es determinado principalmente por el peso total de sus protones y neutrones. Una sustancia o material está formada por muchos átomos de uno o diferentes tipos.

El hidrógeno (Fig. 1-2) tiene la estructura atómica más simple; ya que tiene un protón con un solo electrón en órbita. Podemos observar en la Fig. 1-2 cuando se incrementa el número de electrones, se incrementa también el número de protones y neutrones, haciendo un átomo más pesado. La tabla periódica usada en química y física está formada de acuerdo con el orden creciente del número de electrones y protones de los elementos.

Encontramos que los electrones en sus órbitas están confinados a distancias finitas específicas del centro del átomo. Además, las distancias orbitales están arregladas en grupos llamados *capas* (Fig. 1-2). La capa más interna, la capa *K*, puede contener hasta 2 electrones pero no más de 2. La siguiente capa, la capa *L*, puede contener hasta 8 electrones. La tercer capa, la capa *M*, puede contener hasta 18 electrones. Las capas sucesivas tienen un máximo de electrones de 32 y 50, en ese orden. La Fig. 1-2 muestra que hay cuatro electrones en la capa *M* del átomo de silicio. Las

capas inferiores del átomo de silicio, como son las capas K y L, deben estar por completo llenas antes que puedan existir electrones en la capa M.

La capa más externa, la capa de *valencia*, determina la actividad química del elemento. Si la capa exterior está llena por completo, la sustancia es inerte y no reacciona químicamente. Ejemplos de esto son el neón, argón y criptón. Si la órbita exterior está incompleta, se puede unir en enlaces químicos con otros átomos para producir el efecto de capas externas completas. Esta acción produce moléculas de compuestos químicos estables, tales como agua y sal.

Las capas están bien definidas y para que un electrón exista dentro de un átomo, debe estar en una capa específica. Esto significa que un electrón no puede existir entre las capas. Para que un electrón se mueva de una capa a otra, se requieren cantidades de energía *discretas* llamadas *cuantos*. Un cuanto de energía es la cantidad unitaria mínima de energía que puede considerarse en el proceso. Además, los cuantos deben existir como números enteros; no existen fracciones de cuanto. Si la energía requerida para cambiar a un electrón de una capa a otra fuera de tres unidades de cuanto, una cantidad de energía equivalente a dos cuantos no produciría cambio alguno. Si la cantidad de energía fuera incrementada en forma gradual, entonces, de manera repentina, en cierto instante, los tres cuantos necesarios podrían existir y el electrón cambiaría abruptamente de una capa a la siguiente.

Hemos establecido que las capas se describen como órbitas finitas donde los electrones pueden moverse. Si examinamos con cuidado una capa en particular, notaremos que la capa L consta de dos subcapas muy cercanas, la capa M tiene tres subcapas, y la capa N tiene cuatro subcapas.

Puesto que las subcapas de una capa particular están muy cerca una de la otra, la energía requerida para mover a un electrón de una subcapa a otra es pequeña comparada con la energía necesaria para cambiar a un electrón de una capa a otra. Todo esto conduce a la descripción de que los electrones existen dentro de los átomos en niveles de energía definidos, *discretos* o *permisibles*. La adición o sustracción externa de energía puede mover a un electrón de un nivel permitido a otro, pero no puede cambiar los niveles permisibles.

Sección 1-2 Bandas de energía

Los materiales semiconductores no tienen electrones suficientes para ocupar todos los niveles permisibles en la subcapa más externa del átomo. El *principio de exclusión de Pauli* de la teoría de la física moderna, requiere que dos electrones en un *sistema* no pueden tener exactamente el mismo contenido de energía. Además, si hay ocho estados permisibles de niveles de energía, todos *deben* tener diferentes valores (Fig. 1-3*a*). Considere un átomo que tiene cuatro electrones en las subcapas más externas y ocho estados permisibles de niveles de energía. Cuando se le aplica al sistema la menor cantidad posible de energía externa, los cuatro electrones están contenidos en los cuatro niveles de energía menor (Fig. 1-3*b*). Cuando se le agrega energía al sistema, el electrón en el nivel mayor (nivel 4) se mueve hacia el siguiente nivel mayor (nivel 5, Fig. 1-3*c*). Cuando se incrementa la entrada de energía al átomo, los cuatro electrones, por

Fig. 1-3 Estados de los niveles de energía en un átomo. (*a*) Los diferentes estados de los niveles de energía. (*b*) Cuatro electrones llenando los niveles de menor energía. (*c*) Efecto del aumento de energía proveniente de una fuente externa.

último, se mueven hacia los niveles 5, 6, 7 y 8, dejando *vacantes* los niveles del 1 al 4.

Los niveles de energía en los átomos, se miden en unidades de *electrón-volt, eV*, que es la cantidad de incremento de energía, que adquiere un electrón cuando es acelerado debido al campo creado por un volt. Un electrón-volt es equivalente a 1.60×10^{-19} J o watt-seg.

Cada molécula de un gas forma un sistema separado. Por lo que el diagrama de los niveles de energía para cualquier molécula es el mismo que para todas las otras moléculas.

Un sólido está formado por una gran cantidad de moléculas que están unidas físicamente. Ahora, por el principio de exclusión de Pauli, todos los niveles para todas las moléculas deben ser diferentes. Consecuentemente, no podemos mostrar todas las líneas diferentes porque hay muchas de ellas. Toda esta cantidad de líneas se fusionan en *bandas* como se muestra en la Fig. 1-4.

El número total de niveles de energía posibles en las subcapas externas se divide en dos clases: aquellos que forman la *banda de valencia* y aquellos que forman la *banda de conducción*. Los electrones que están en la banda de valencia no se mueven ágilmente de átomo en átomo. Los electrones que están en la banda de conducción pueden moverse libremente y, por tanto, están libres para servir como *portadores de corriente*. En un conductor como el cobre, la banda de valencia y la de conducción

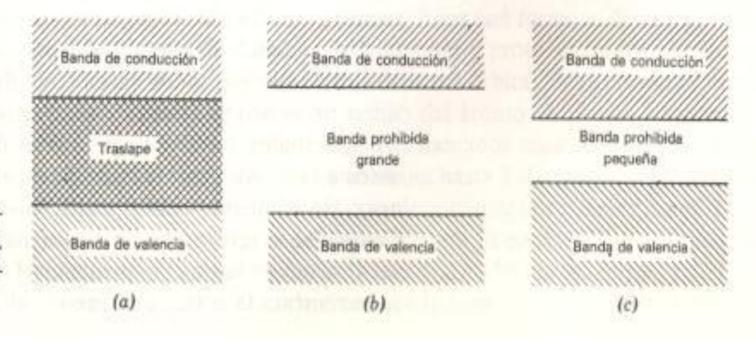


Fig. 1-4 Niveles de energía en las capas externas de diferentes sólidos. (*a*) Conductor. (*b*) Aislador. (*c*) Semiconductor.

se fusionan (Fig. 1-4*a*). Una pequeña cantidad de fem externa aplicada a un conductor es suficiente para producir el flujo de corriente.

En un aislante todos los electrones en las capas externas se encuentran en la banda de valencia. Además, existe una gran separación entre los niveles permisibles de menor energía de la banda de valencia y los niveles permisibles de menor energía de la banda de conducción (Fig. 1-4*b*). A esta separación se le llama *banda prohibida* en la cual no existen estados permisibles de los niveles de energía. Como consecuencia, bajo condiciones normales, el movimiento de electrones es insignificante. Si se aplica suficiente voltaje a un aislador, los electrones adquieren suficiente energía (del orden de 6 eV o más) para cruzar el intervalo prohibido y pasar a la banda de conducción. Cuando esto ocurre, se presenta un flujo de corriente en el aislador. Decimos que el aislador se ha roto debido al esfuerzo del alto voltaje.

Los materiales básicos usados como semiconductores son los elementos del Grupo IV de la tabla periódica. Los elementos del Grupo IV tienen ocho estados permisibles de energía en la subcapa exterior y un total de cuatro electrones en las subcapas externas. Ejemplos de materiales del grupo IV son el silicio y el germanio (Fig. 1-2). Cuando un sólido está formado con átomos del Grupo IV, obtenemos las dos bandas de energía separadas por un pequeño intervalo de energía del orden de 1.0 eV (Fig. 1-4*c*) Cuatro de los estados permisibles de energía de cada átomo están en la banda de conducción y cuatro de los estados permisibles de energía se encuentran en la banda de valencia. Los cuatro electrones entran dentro de la banda de valencia. Para obtener un flujo de corriente en el material, debe aplicársele suficiente energía para causar que los electrones de la banda de valencia crucen la banda prohibida y pasen a la banda de conducción.

Para hacer una clasificación general de los materiales eléctricos, vamos a suponer que disponemos de un centímetro cúbico de cada material para hacerle pruebas y mediciones. Si se mide la resistencia entre caras opuestas, de cada cubo, encontramos que el *aislador* nos da un valor de varios megaohms. El valor de la resistencia del *conductor* es de millonésimas de ohm o microohms. Y el *semiconductor* está en un valor intermedio y podemos esperar que su valor de resistencia sea del orden de ohms. Este método de clasificación es demasiado vago y muy general porque los límites entre los materiales, a menudo no son demasiado claros.

Sección 1-3 Cristales de germanio y silicio

Existen ciertos elementos que pueden procesarse para convertirse en *cristales*. En un cristal, los átomos están ubicados en patrones geométrico-simétricos. En los cristales de germanio y de silicio* cada átomo tiene un enlace con cada uno de los cuatro átomos vecinos, dando como resultado una estructura cristalina tetraédrica como se muestra en la Fig. 1-5. Cada átomo tiene cuatro electrones en la capa externa. Pero la capa externa

* Los otros elementos del Grupo IV de la tabla periódica son carbono, estaño y plomo. Teóricamente es posible usar estos elementos como materiales básicos para los semiconductores.

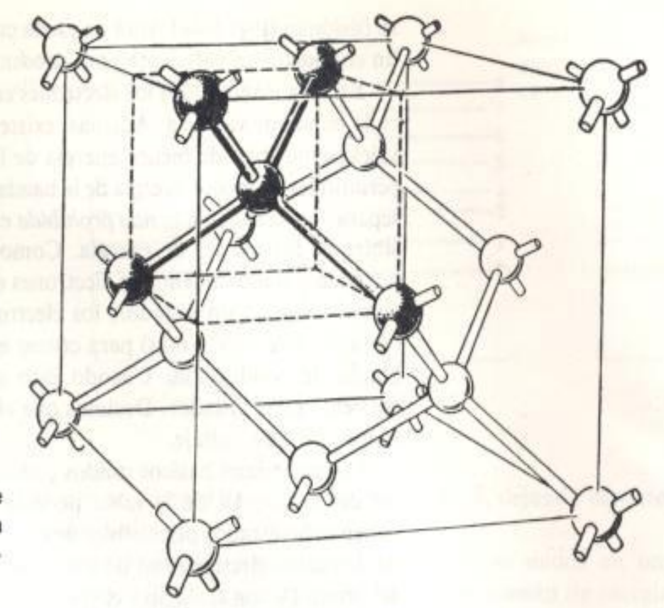


Fig. 1-5 Modelo tridimensional de una red cristalina de cristal de cara centrada. *(Cortesía de Kittel, Introduction to Solid State Physics.)*

tiene ocho lugares permisibles para estar por completo llena. Por tanto, si los átomos de este cristal comparten sus electrones de sus capas externas con sus vecinos, las capas externas de todos los átomos estarán completas, ya que sus propios cuatro electrones, más los cuatro electrones compartidos con sus cuatro vecinos, se suman para dar un total de ocho electrones, el máximo número de electrones permitidos en la capa externa.

El modelo tridimensional de la Fig. 1-15 puede reducirse a la presentación en dos dimensiones de la Fig. 1-16 que es más simple. Al hecho de compartir un electrón entre dos átomos del *mismo* material se le llama *enlace covalente*. En materiales semiconductores, estos enlaces covalentes existen en pares. Cada línea en la Fig. 1-6 representa un electrón compartido o bien un enlace covalente.

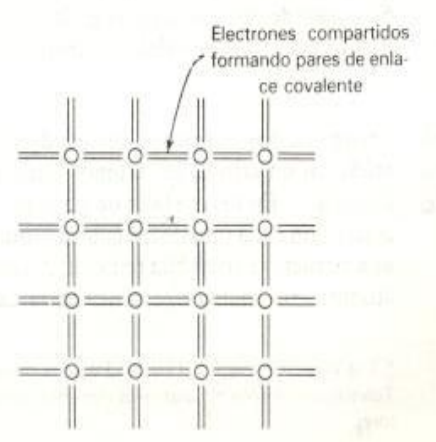


Fig. 1-6 Modelo bidimensional de una red cristalina de cara centrada.

Si se destruye la estructura cristalina de un semiconductor, el dispositivo no operará más en un circuito electrónico. Una destrucción mecánica de la red cristalina puede ocurrir cuando el dispositivo cae al piso. Si el dispositivo se sobrecalienta y se funde una parte del cristal, éste, también pierde sus propiedades.

Sección 1-4 Material semiconductor intrínseco

Al material cristalino hecho de germanio o de silicio puro mostrado en las Figs. 1-5 y 1-6 se le llama *material semiconductor puro*. Se repite su patrón de bandas de energía en la Fig. 1-7.

Cuando el material está a la temperatura de cero absoluto (0°K), todos los electrones están contenidos en la banda de energía de valencia; y ninguno está en la banda de conducción. Por lo que el material es un aislador ideal. La separación de las bandas de energía Eg es de 0.785 eV para el germanio y de 1.21 eV para el silicio a la temperatura de cero absoluto. Cuando se le aplica energía al sistema en forma de calor, los electrones abandonan la banda de valencia y saltan a la banda de conducción. La separación entre las bandas de energía, Eg, se hace más pequeña cuando la temperatura ambiente se incrementa. A temperatura ambiente (300 °K), Eg es 0.072 eV para el germanio y 1.10 eV para el silicio. Una mayor aplicación de calor provoca que más y más electrones crucen la banda prohibida y alcancen la banda de conducción. Esto significa que las características de resistividad del germanio y del silicio (y el carbón) muestran una disminución de resistencia cuando se incrementa la temperatura.

A temperaturas ambientes, por tanto, algunos electrones han pasado de la banda de valencia a la banda de conducción. La ausencia del electrón de la banda de valencia crea un *hueco*. Por lo que, en los cristales puros, el número de electrones en la banda de conducción está balanceado con un número igual de huecos en la banda de valencia. Un cristal puro arriba del cero absoluto debe contener estas combinaciones, a las cuales se les llama *pares de electrón-hueco*. Los electrones pueden moverse libremente en la banda de conducción. De manera similar, si un electrón en la banda de valencia se mueve para llenar un hueco, deja otro hueco en donde estaba antes. De esta manera, podemos tener corriente no sólo en la banda de conducción, sino también en la banda de valencia, la cual es el resultado de los huecos "saltando" de un átomo a otro.

Un electrón en la banda de conducción tiene un nivel de energía mayor que un electrón (o hueco) en la banda de valencia. Si un electrón re-

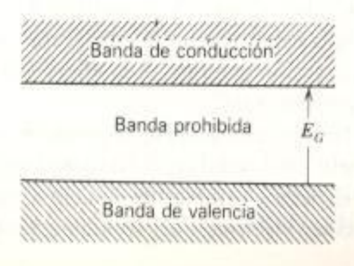


Fig. 1-7 Bandas de energía en la capa externa.

quiere cierta energía total de un campo para moverse, el electrón en la banda de conducción necesita menos energía adicional que otro en la banda de valencia. De acuerdo con esto, la mayor parte de la corriente en los dispositivos semiconductores se debe a los portadores de la banda de conducción. Sin embargo, al mismo tiempo habrá pequeñas corrientes de *hueco*. En correspondencia con este caso, los electrones son los *portadores mayoritarios de corriente* y los huecos son los *portadores minoritarios de corriente*. Ambos portadores contribuyen para formar la corriente total.

Un *termistor* es un dispositivo que tiene un coeficiente térmico de resistencia negativo. Los termistores se usan ampliamente como dispositivos sensores o como dispositivos de compensación para contrarrestar las variaciones en otros dispositivos electrónicos que son provocadas por los cambios en la *temperatura ambiente*. *La temperatura ambiente* es la temperatura del aire que rodea al dispositivo o la temperatura local. Un termistor se hace de una pieza de material intrínseco. Los contactos metálicos (óhmicos) se ponen en los extremos del material intrínseco. El dispositivo resultante es equivalente a un resistor. Sin embargo, cuando la temperatura se incrementa, los enlaces covalentes se rompen y la corriente en los termistores se incrementa. De acuerdo con esto, la resistencia del termistor disminuye cuando se incrementa la temperatura. El símbolo eléctrico se muestra en la Fig. 1-8.



Fig. 1-8 Símbolo eléctrico del termistor.

Sección 1-5 Material tipo *N*

Los elementos que tienen cinco electrones en su órbita externa (elementos del Grupo V de la tabla periódica) se llaman elementos *pentavalentes*. Los elementos pentavalentes utilizados en la manufactura de semiconductores son el fósforo, arsénico, antimonio y bismuto. Cuando uno de estos elementos se introduce en una proporción cuidadosamente controlada del orden de una parte en 10 millones dentro de los cristales puros de germanio o de silicio mediante un proceso de manufactura llamado *contaminación* se forma un *material tipo N*. A estos átomos introducidos deliberadamente se les llama *átomos impuros* para distinguirlos de los átomos de germanio o de silicio predominantes en la estructura cristalina.

Cada átomo impuro (o impureza) reemplaza a un átomo de germanio o de silicio dentro de la estructura del cristal. El material tipo *N* es un cristal verdadero con la estructura explicada para el material intrínseco en la sección anterior. A la nueva estructura cristalina se le llama estructura *extrínseca*.

Hemos representado al germanio o silicio intrínseco por el modelo bidimensional de un cristal de cara centrada mostrado en la Fig. 1-6. Ahora, debemos cambiar el modelo al mostrado en la Fig. 1-9. Cuatro de los cinco electrones del átomo pentavalente se ligan en enlaces covalentes

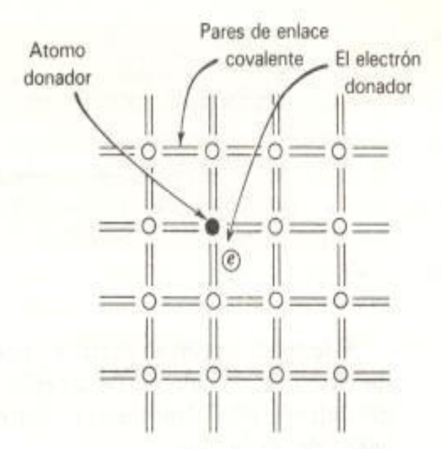


Fig. 1-9 Afinidades del electrón dentro del material tipo *N*.

con cuatro de sus vecinos. El quinto electrón no está confinado al átomo principal y puede "desplazarse" dentro del cristal. Puesto que los átomos pentavalentes agregan un electrón "libre" al cristal, se les llama *átomos donadores*.

Como una ayuda mnemotécnica, el estudiante puede asociar la *N* de "donador" con la *N* de "material tipo *N*". Se le llama material tipo *N* debido a los portadores de carga negativa suministrados por los átomos donadores.

El material tipo *N* inherentemente tiene más electrones que el cristal intrínseco puro, pero debe recordarse que un bloque de este material es *determinadamente neutral* con respecto a la carga neta total. No tiene más carga que la que podría tener una pieza de cobre. El concepto de *neutralidad del espacio de carga* establece que una pieza de material tiene un número igual de cargas positivas y negativas. Si hay un electrón libre "extra", la característica del átomo donador es tal que tiene en su estructura, una carga positiva más en su núcleo que el átomo del material intrínseco. Esto es cierto porque el número de electrones en un átomo es igual al número de cargas positivas en su núcleo. El electrón del átomo donador es sólo "libre" porque este átomo es parte de una estructura cristalina ordenada. Si se perdiera o destruyera este patrón cristalino, dicho electrón ya no sería "libre".

La energía necesaria para romper un enlace covalente en un material semiconductor intrínseco es del orden de 0.7 a 1.1 eV. En la formación de un material tipo *N*, el nivel de energía de los electrones extra es de sólo cerca de 0.01 eV abajo de la energía de la banda de conducción. Puesto que la energía promedio suministrada a estos electrones a la temperatura ambiente por el calor es cerca de 0.025 eV, se pasan a la banda de conducción.

Los electrones extra proporcionados por los átomos donadores deben estar en el quinto nivel permisible de energía. Puesto que los ocho niveles permisibles de energía se dividen de manera equitativa entre la banda de valencia y la banda de conducción, estos electrones extra deben estar en la banda de conducción (Fig. 1-10).

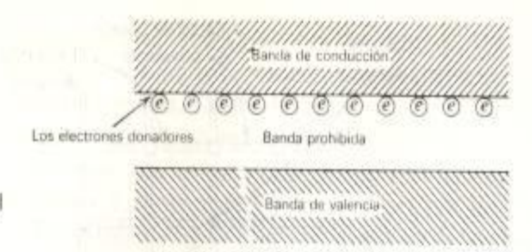


Fig. 1-10 Niveles de energía en el material tipo *N*.

Si se aplica un campo eléctrico externo, puede mover con facilidad estos electrones donadores. De acuerdo con esto, la corriente en un material tipo *N* se debe al movimiento neto de estos electrones donadores en la banda de conducción.

Ya que el material está por lo general a temperatura ambiente, también tenemos enlaces covalentes rotos debidos al calor. Además, en adición de los electrones donados, hay también los electrones pertenecientes a los pares electrón-hueco en la banda de conducción y los huecos de estos pares están en la banda de valencia. Estos, también contribuyen al flujo de corriente, resultando que los electrones son los *portadores mayoritarios de corriente* y los huecos son los *portadores minoritarios de corriente* en un material tipo *N*.

A temperaturas normales, hay muchos más electrones que huecos. Si se aumenta la temperatura del cristal se forman más y más pares electrón-hueco. A cierto nivel de temperatura, el número de electrones donadores es insignificante con respecto al número de pares electrón-hueco, y entonces el cristal, para propósitos prácticos, es intrínseco. Si se retira la fuente generadora de calor, el material regresa a su estado extrínseco normal. Sin embargo, hay un límite a la cantidad de calor que puede tomar una sustancia cristalina sin perder su estructura reticular básica. Si se destruye el patrón de la red a causa de las temperaturas excesivas, el dispositivo deja de tener las propiedades deseables y se debe reemplazar.

Considere un bloque de material tipo *N* que tiene contactos metálicos en los extremos. Si se conecta una fuente de fem, V, a los contactos metálicos (Fig. 1-11). Los electrones de la banda de conducción se mueven a través del material tipo *N* hacia la placa positiva por el conductor externo. Al mismo tiempo, otro electrón entra de la placa negativa al material tipo *N*. Por lo que no hay cambio en el número total de electrones dentro del bloque de material tipo *N*.

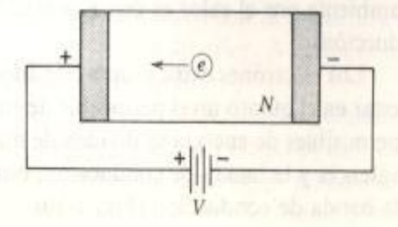


Fig. 1-11 Flujo de electrones en el material tipo *N*.

La corriente neta que fluye es *I* amperes. La relación *V/I* da la *resistencia de volumen* del bloque de material tipo *N*. Este valor de resistencia es una función de la cantidad de impurezas o átomos donadores introducidos en el proceso de manufactura. Como consecuencia, se puede emplear una contaminación ligera para producir resistencias de alto valor y una contaminación mayor para producir resistencias de un valor bajo.

Si existe un hueco en el material tipo *N* (Fig. 1-12*a*) el movimiento de huecos es hacia la terminal negativa de la fuente generadora, ya que el hueco representa una carga positiva. Para mostrar el mecanismo de corriente generada por huecos, considere las seis cajas, de *a* a *f*, mostradas en el renglón más alto de la Fig. 1-12*b*. Estas cajas representan los enlaces covalentes de átomos adyacentes en el cristal. La caja *a* está vacía y las cajas *b* a *f* tienen un electrón cada una. Se utiliza una caja para mostrar que se necesita una cantidad específica de energía para que el electrón salga de la caja.

Un electrón de la caja *b* salta a la caja *a*. Ahora la caja vacía (hueco) es la caja *b*, condición 2. Sucesivamente, la caja vacía es la caja *c*, caja *d*, caja *e*, y caja *f* como se muestra en la Fig. 1-12*b*. En el renglón inferior, condición 6, si un electrón salta a la izquierda fuera de la caja *a*, un

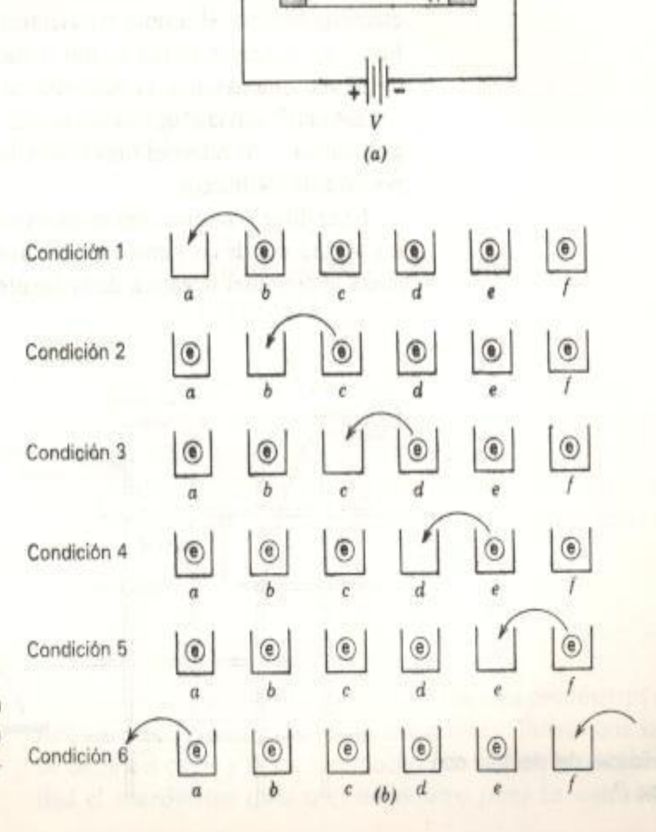


Fig. 1-12 Movimiento de huecos en el material tipo *N*. (*a*) Movimiento de huecos. (*b*) Mecanismo de transferencia de huecos.

electrón debe venir de la derecha para llenar la caja *f* y se reinicia el proceso.

En realidad los electrones se mueven, pero el efecto es tal que la caja vacía o "hueco" se mueve hacia la derecha. La corriente normal en un material tipo *N* proviene de electrones que se mueven libremente en la banda de conducción. Pero también tenemos una corriente adicional producida por los huecos que se mueven en dirección opuesta. En consecuencia, la corriente total en un material tipo *N* es la suma de la corriente de electrones (portadores de corriente mayoritarios) en la banda de conducción más la corriente de huecos (portadores de corriente minoritarios) en la banda de valencia.

Sección 1-6 Material tipo *P*

Los elementos que tienen tres electrones en su órbita exterior (elementos del Grupo III de la tabla periódica) se llaman *elementos trivalentes* y son: boro, aluminio, galio, indio y talio. Cuando estos elementos se introducen como impurezas en un cristal de germanio o de silicio mediante una contaminación, se forma el *material tipo P*. Estas impurezas pasan a ser una parte integral de la estructura cristalina reticular, pero dejan algunos de los enlaces covalentes con un electrón menos (Fig. 1-13). De esta manera, se forman los huecos en el material tipo *P*.

En un material tipo *N*, el átomo pentavalente agrega un electrón libre al sistema y se llama *átomo donador*. En el material tipo *P*, el átomo trivalente deja al sistema con carencia de un electrón. Para distinguir este efecto contrario, el átomo trivalente es llamado *átomo aceptador* para hacer un contraste con el átomo donador.

Como una ayuda a la memoria, el estudiante puede asociar la *P* de "aceptador" con la *P* de "material tipo *P*" y con la *P* de "portador de carga positiva". Al material tipo *P* se le llama así, debido al efecto de carga positiva de los huecos.

Cuando se pone una fem en los extremos del material tipo *P* (Fig. 1-14) los portadores de corriente mayoritarios son los huecos que se desplazan hacia la terminal negativa de la fuente de voltaje. Cuando, por último

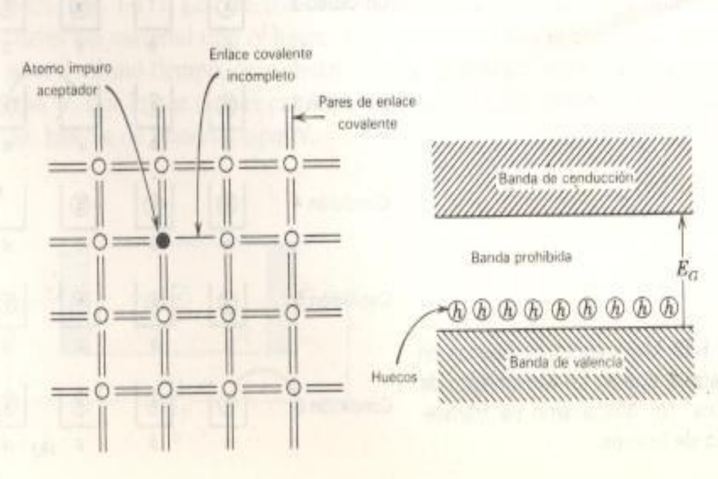


Fig. 1-13 Afinidades del electrón con el material tipo *P*.

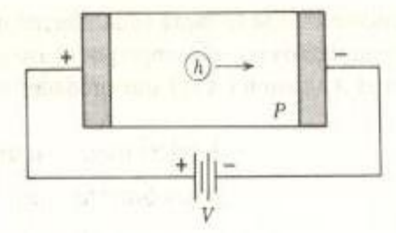


Fig. 1-14 Flujo de corriente en un material tipo P.

un hueco alcanza la placa metálica negativa, un electrón entra del circuito externo para llenar el hueco. De manera simultánea un electrón es inyectado dentro de la placa metálica positiva y se crea un nuevo hueco. En consecuencia, en este circuito, los electrones son los portadores de corriente en los alambres conductores y en las placas metálicas: pero los huecos son los portadores de corriente mayoritarios dentro del propio semiconductor tipo P.

Los efectos térmicos pueden romper los enlaces covalentes. Cuando esto ocurre, existen electrones libres dentro del material tipo P que constituyen los portadores de corriente minoritarios. Como con el material tipo N, al agregar más calor puede causar que el número de pares electrón-hueco creados térmicamente cubran el efecto de los huecos producidos por los átomos aceptadores. Cuando esto sucede, la sustancia se comporta como un material intrínseco en tanto la estructura cristalina no es destruida.

Sección 1-7 Luz

La luz, las ondas de radio, el calor y la radiación electromagnética tienen propiedades parecidas. Todas viajan a través del espacio libre a la velocidad de la luz.

$$
\begin{aligned}
c &\approx 300{,}000 \text{ km/seg} \\
&\approx 300{,}000{,}000 = 3 \times 10^8 \text{ m/seg} \\
&\approx 186{,}000 \text{ mi/seg}
\end{aligned}
$$

Cada energía particular tiene una frecuencia específica, f, medida en hertz. Por frecuencia queremos decir que la energía se propaga a f pulsaciones de energía por segundos. La distancia física entre dos puntos correspondientes de dos pulsaciones sucesivas de energía se llama *longitud de onda* λ (la letra griega lambda). La relación entre c, f y λ es

$$c = f\lambda \qquad \text{o} \qquad \lambda = \frac{c}{f} \tag{1-1}$$

La longitud de onda se mide en metros o en centímetros cuando estamos interesados en las radiocomunicaciones. Puesto que las longitudes de onda del calor y la luz son mucho más cortas, empleamos como unidad el *micrómetro* (μm) o el *nanómetro* (nm) en unidades del SI. Al

micrómetro se le llama comúnmente *micron*. La primer unidad que será reemplazada con el tiempo por el uso generalizado de las unidades del SI, es el *Angstrom* (Å). Estas unidades se definen como:

$$1 \text{ micrómetro } (\mu\text{m}) = 10^{-6} \text{ m}$$
$$1 \text{ nanómetro (nm)} = 10^{-9} \text{ m}$$
$$1 \text{ Angstrom (Å)} = 10^{-8} \text{ cm} = 10^{-10} \text{ m}$$
$$= 0.1 \text{ nanómetro.}$$

Además

$$1 \text{ Å} = 10^{-4}\ \mu\text{m} = \frac{1}{10{,}000}\ \mu\text{m} = 0.1 \text{ nm}$$

y

$$1\ \mu\text{m} = 10^{4} \text{ Å} = 10{,}000 \text{ Å}$$
$$1 \text{ nm} = 10 \text{ Å}$$

Si usamos la longitud de onda como una escala horizontal, podemos mostrar la relación entre el infrarrojo (calor), luz visible, y el ultravioleta (Fig. 1-15). La luz solar es *luz blanca*; esto es, contiene luces de todas las longitudes de onda y produce el espectro continuo mostrado en la Fig. 1-15. Un tipo especial de luz visible es la *luz monocromática*, la cual es la luz de una *sola* longitud de onda. Por ejemplo, si la longitud de onda de una fuente monocromática es de 0.68 μm (6800 Å), vemos un color rojo intenso. Un rayo laser es una fuente de luz monocromática. La mayoría de los dispositivos electrónicos que producen luz (Sec. 2-6) producen una luz que está integrada de un número de valores monocromáticos.

Ahora vamos a realizar un experimento mental. Una fuente de luz monocromática de cerca de 0.550 μm (5500 Å) se utiliza como referencia y se le pide a una persona que ajuste una segunda fuente de luz monocromática de una longitud de onda diferente hasta que ésta crea que las dos fuentes de luz tienen intensidades iguales. Después que este experimento se ha realizado a muchas longitudes de onda diferentes y por muchas per-

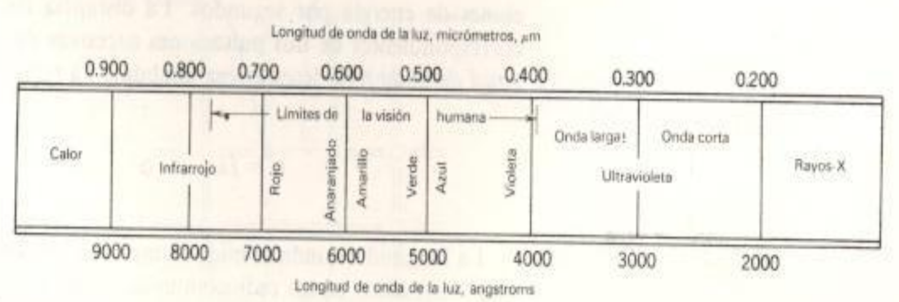


Fig. 1-15 La distribución espectral de las energías luminosas.

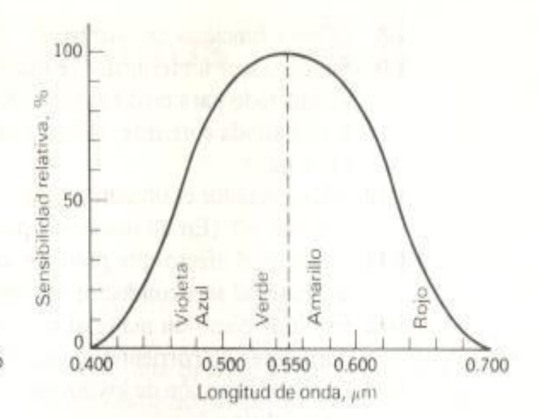


Fig. 1-16 Respuesta espectral del ojo humano.

sonas, podemos obtener un valor promedio de la *respuesta espectral del ojo humano* (Fig. 1-16). El ojo humano es más sensitivo a la emisión de luz en la región comprendida entre el amarillo y el verde.

Preguntas

1-1 Defina o explique cada uno de los siguientes términos.

- **a.** molécula
- **b.** átomo
- **c.** electrón
- **d.** capa
- **e.** protón
- **f.** nivel permisible de energía
- **g.** principio de exclusión de Pauli
- **h.** electrón volt
- **i.** banda prohibida
- **j.** red cristalina
- **k.** enlace covalente
- **l.** material intrínseco
- **m.** material extrínseco
- **n.** portador de corriente mayoritario
- **o.** portador de corriente minoritario
- **p.** hueco
- **q.** átomo donador
- **r.** átomo aceptador
- **s.** longitud de onda

1-2 Nombre las partes componentes de un átomo.

1-3 ¿Qué le sucede a un electrón si "pretende" permanecer en un nivel de energía localizado entre dos niveles permisibles de energía?

1-4 Explique cómo se forma la banda de conducción.

1-5 Explique por qué un material es aislador y otro conductor.

1-6 Compare los valores de resistencia de conductores, semiconductores y aisladores.

1-7 Si se rompe un enlace covalente, ¿cuántos portadores de corriente se producen?

1-8 ¿Cómo funciona un termistor?

1-9 Suponga que un termistor se usa como termómetro. Si el dispositivo utilizado para medir la resistencia del termistor hace circular por él demasiada corriente. ¿El termómetro da una lectura alta o baja? ¿Por qué?

1-10 ¿Qué portador es un portador de corriente mayoritario en un material tipo *N*? ¿En un material tipo *P*?

1-11 ¿Cuál es el efecto que produce un incremento de temperatura en un material semiconductor intrínseco?

1-12 Explique cómo un material intrínseco puede tener ambos tipos de portadores de corriente, mayoritarios y minoritarios.

1-13 Explique la acción de los portadores de corriente minoritarios en un material tipo *N*.

1-14 ¿Cómo se producen los portadores de corriente minoritarios en un material tipo *P*?

1-15 ¿Qué es un Angstrom? ¿Qué es un micrómetro? ¿Qué es un nanómetro? y ¿Qué es un micrón?

1-16 ¿Qué colores están presentes en la luz monocromática?

1-17 ¿Qué es una luz blanca?

1-18 ¿Qué representa el espectro de un ojo humano?

1-19 ¿Por qué un vestido puede cambiar su color cuando lo llevamos de la tienda a la luz solar?

2 Diodos

Cuando una unión *P-N* (Sec. 2-1) es formada, creamos un diodo que tiene la propiedad de permitir el paso de la corriente solamente en una dirección. El diodo Zener (Sec. 2-2) es un diodo de propósito general que se modifica para establecer un voltaje inverso de ruptura específico. Los diodos pueden utilizarse para cambiar o modificar las formas de onda de las señales (Sec. 2-3). Las características de un circuito con diodos empleado para modificar las formas de onda pueden observarse en un osciloscopio como una curva característica *V-I* (Sec. 2-4). Cuando usamos los diodos en circuitos de ca, requerimos el uso de un modelo de ca (Sec. 2-5). Las propiedades ópticas de los diodos se examinan en la Sec. 2-6. El diodo varactor (Sec. 2-7) hace uso de la región vacía bajo condiciones de polarización inversa.

Sección 2-1 La unión *P-N*

Consideremos el caso especial ilustrado en la Fig. 2-1*a*. Usamos esta representación como una imagen mental para dar el concepto de una unión *P-N*, aunque ésta no es la verdadera forma como está hecha la unión. Un cristal continuo está representado en la Fig. 2-1*a*. La primera parte del cristal se forma con una contaminación de átomos donadores (material tipo *N*) y la otra parte del cristal está formada con una contaminación de átomos aceptadores (material tipo *P*). La unidad resultante mostrada en la Fig. 2-1*a* tiene una *unión metalúrgica* o *barrera* entre el material tipo *N* y el material tipo *P*. La mayoría de portadores de corriente son electrones en el material tipo *N* y huecos en el material tipo *P*.

Los electrones del material *N* que están cerca de la unión, cruzan ésta, para llenar los huecos que se encuentran en el otro lado de la unión (Fig. 2-1*b*); formando una región en cada lado de la unión en las cuales no hay portadores de corriente (Fig. 2-1*c*). Esta región, que aparece sombreada en la Fig. 2-1*c*, no tiene portadores de corriente libres y es llamada *región vacía* o *región de transición*.

Debe enfatizarse que la región vacía se forma durante el proceso de manufactura y es inherente a la unión *P-N*; además, no podemos tomar un cristal de material tipo *N* y un cristal de material tipo *P* y ponerlos en contacto para formar una unión *P-N*.

Cuando un electrón cruza la unión, abandona un átomo al que ahora le hace falta un electrón con respecto a su estado normal; por tanto, este

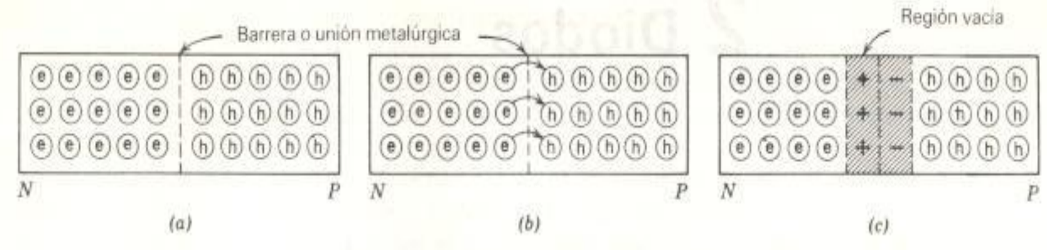


Fig. 2-1 La unión *P-N*. (*a*) Construcción. (*b*) Movimiento de portadores de carha a través de la unión. (*c*) La región vacía.

átomo está ionizado, tiene una carga positiva y podemos decir que hay una *carga positiva sin cubrir* en esta parte de la región vacía. De manera similar, al pasar el electrón libre a la unión y llenar el hueco, proporciona un electrón extra al átomo cuyo hueco ha ocupado; por tanto, este átomo es ahora un ion negativo y hay *carga negativa sin cubrir* en esta parte de la región vacía. Las cargas sin cubrir en la región vacía se representan con los signos + y — en la Fig. 2-1*c*.

Cuando una unión *P-N* se empaca como un dispositivo semiconductor, se le denomina *diodo*.

Conectemos ahora una fuente de potencia al diodo como se muestra en la Fig. 2-2*b*. La terminal positiva se conecta al lado *N* del diodo, la terminal negativa se conecta al lado *P* del mismo. La terminal positiva de la batería jala a los electrones lejos del lado *N* de la unión *P-N*; llevándolos al lado izquierdo como se observa en la Fig. 2-2*b*. La terminal negativa de la fuente inyecta electrones dentro del material *P* de la unión *P-N*. Estos electrones inyectados, se mueven tan lejos de la terminal negativa como les es posible, llenando los huecos más cercanos a la unión. El resultado de esta acción es que la región vacía se hace más *ancha*.

De cualquier forma, no hay corriente continua en el diodo ni en el circuito externo. Cuando el material tipo *N* es más positivo que el material tipo *P*, se dice que el diodo está *polarizado en inversa*.

Cuando se incrementa la polarización inversa, la región vacía se amplia. En algún punto, la fuerza ejercida por el voltaje inverso, es sufi-

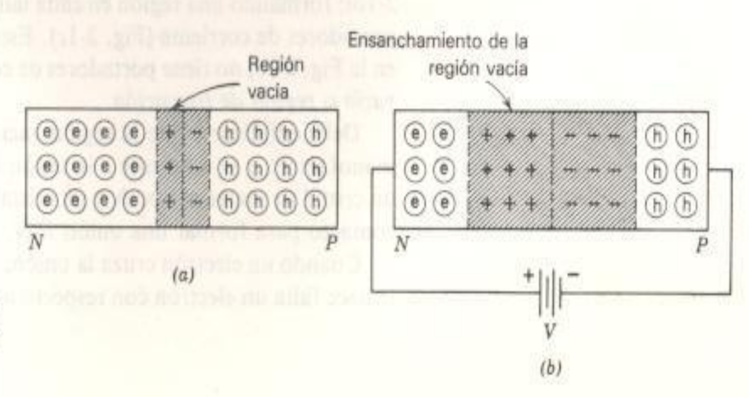


Fig. 2-2 Polarización inversa. (*a*) Diodo sin polarización. (*b*) Diodo con polarización inversa.

ciente para romper una unión covalente. El portador de corriente producido por la ruptura de un enlace covalente, es acelerado a través de la región vacia; y cuando choca con otra unión covalente, la energía del impacto rompe también este enlace covalente. Ahora se dispone de dos portadores; este proceso es acumulativo y al flujo de portadores resultante se le llama *corriente de avalancha*. Al valor de voltaje que produce la corriente de avalancha, se le llama *voltaje de ruptura* BV_R del diodo. El valor numérico del BV_R es una función del diseño del diodo, pero su alcance es desde unas decenas, hasta algunos miles de volts por lo que son llamados *diodos de propósito general.*

Supongamos que compramos 1000 diodos de propósito general que tienen una clasificación de BV_R de 500 V. Esta especificación significa que fueron probados por el fabricante, todos aquellos que fallaron al sostener 500 V de polarización inversa, fueron rechazados.

Ahora conectemos la fuente al diodo como se muestra en la Fig. 2-3*b*. La terminal positiva de la fuente se conecta al lado *P* del diodo y la negativa es conectada al lado *N*. Cuando la fuente es puesta a cero volts, tenemos la región vacia como en el estado de no polarización, como se observa en la Fig. 2-3*a*, cuya región vacia es el resultado de la formación de la unión.

Cuando el voltaje de la fuente, *V*, aumenta su valor, los electrones son inyectados dentro del material tipo *N* desde la terminal negativa de la fuente y son extraídos del material tipo *P* hacia la terminal positiva de ésta. El número de iones positivos en el material tipo *N* y el número de iones negativos en el material tipo *P* se reduce; dando como resultado que la región vacia se hace más angosta.

A cierto valor de voltaje *V*, el ancho de la región vacia se reduce a una cantidad tal que permite el paso de electrones y huecos a través de la unión *P-N*; entonces fluye la *corriente directa* I_F, libremente en el circuito. Cuando esto pasa, notamos que:

1. La mayoría de los portadores de corriente en el material *N* son electrones que se mueven de la terminal izquierda hacia la unión.
2. La mayoría de los portadores de corriente en el material *P* son huecos que se mueven de la terminal derecha hacia la unión.
3. Los electrones y los huecos se "recombinan" en la unión.

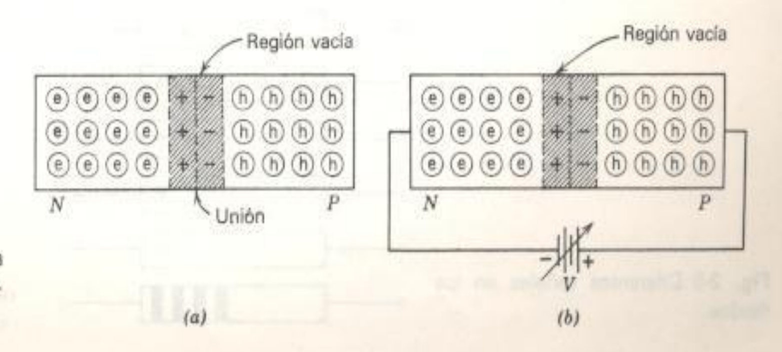


Fig. 2-3 Polarización directa. (*a*) La unión sin polarizar. (*b*) Conexión externa para polarización directa.

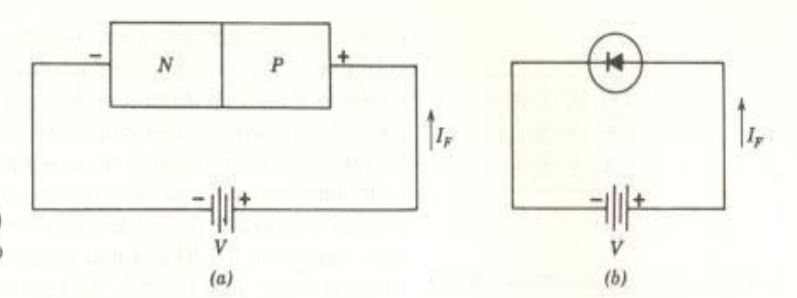


Fig. 2-4 Corriente en el diodo. (*a*) Representación física. (*b*) Símbolo del circuito.

Para tener corriente en el diodo, el voltaje de la fuente debe ser por lo menos de un valor tal que haga que la región vacía se reduzca a cero. Este voltaje es llamado *voltaje de unión* o *potencial de barrera* V_j (V_o). Encontramos que V_j es aproximadamente 0.3 V para diodos de germanio y 0.7 V para diodos de silicio a temperatura ambiente. Es útil memorizar estos dos valores.

Cuando el material *P* es positivo con respecto al material *N*, como se muestra en la Fig. 2-3*b*, se dice que el diodo está *polarizado en directa*. Podemos recordar cómo conectar una fuente a un diodo semiconductor para polarizarlo en directa, conectando:

P a *P* y *N* a *N*

esto es, la *P* del positivo de la fuente al material *P* de la unión *P-N*.

El flujo de la corriente convencional en el diodo con polarización directa se muestra en la Fig. 2-4*a*. Los símbolos estándar para semiconductores se basan en el flujo de la corriente convencional. La corriente entra al diodo por el lado *P*. Además, el símbolo del circuito de la Fig. 2-4*b*, muestra una cabeza de flecha correspondiente al lado *P* del diodo. La línea vertical delgada representa el lado *N* del diodo.

Los diodos disponibles en el comercio, por lo común señalan de alguna forma qué terminal es *P* y qué terminal es *N*. Las señales en los diodos más frecuentemente utilizadas por los fabricantes se muestran en la Fig. 2-5. En una notación estándar, el fabricante asigna a los diodos números

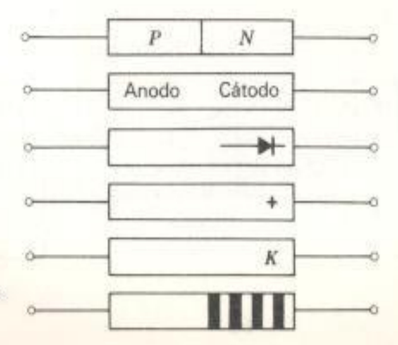


Fig. 2-5 Diferentes señales en los diodos.

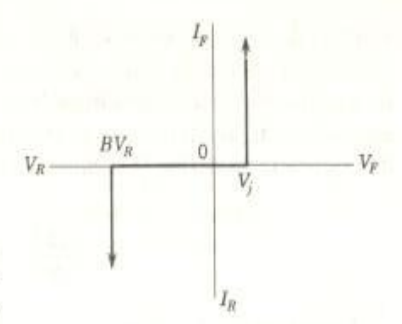


Fig. 2-6 Las características en directa y en inversa de un diodo casi ideal.

precedidos por el prefijo '1N'; de esta manera se tiene el diodo 1N230 o el 1N1424. Las bandas de color, cuando se tienen, corresponden a los dígitos finales tales como 230 para el 1N230 o 1424 para el 1N1424. Algunos diodos tienen una forma especial para mostrar qué terminal es el ánodo.

Ahora podemos representar en forma gráfica la curva característica corriente-voltaje (I-V) para el diodo. La región de polarización directa muestra que la corriente es cero para valores de voltaje hasta de V_j, y a V_j la corriente en el diodo puede ser muy grande. En el análisis de circuitos con diodos, en la mayoría de las aplicaciones, podemos pasar inadvertido este pequeño valor de voltaje directo, V_j, sin cometer un error serio. La curva característica ideal para el caso de polarización inversa requiere que la corriente en el diodo sea cero; esto es cierto siempre y cuando el voltaje de polarización inversa aplicado sea menor que el voltaje de ruptura BV_R. Las características inversa y directa del diodo casi ideal están dadas en la Fig. 2-6.

Los diodos de propósito general son clasificados en términos de un voltaje y una corriente. Por ejemplo, las clasificaciones 2A y 200 V, significan que, el diodo puede conducir 2 A en polarización directa y que no tendrá una ruptura en polarización inversa si no se exceden 200 V.

Una curva característica *I-V* real obtenida de un diodo se muestra en la Fig. 2-7. Es importante notar que las escalas son diferentes en la pola-

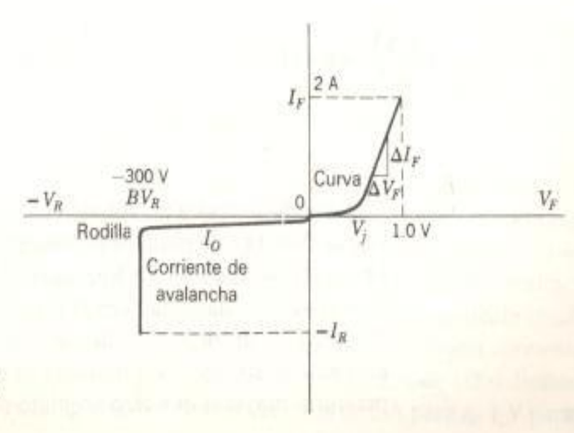


Fig. 2-7 Características de un diodo real en polarización directa e inversa

rización directa y en la polarización inversa. En polarización directa, la corriente aumenta en una curva ligera y luego se incrementa siguiendo muy aproximadamente una línea recta. Si esta línea se prolonga hacia el eje horizontal, la intersección es el potencial de la unión V_j. La pendiente de la línea recta define la *conductancia de volumen* g_B como

$$g_B \equiv \frac{\Delta I_F}{\Delta V_F} \text{ siemens} \tag{2-1a}$$

La *resistencia de volumen* r_B, normalmente es muy pequeña y es la suma de los valores de las resistencias del material N y del material P; r_B es el recíproco de g_B.

$$r_B = \frac{1}{g_B} = \frac{1}{\text{pendiente}} = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F} \text{ ohms} \tag{2-1b}$$

Ejemplo 2-1

Un diodo de silicio disipa 3 W a 2 A. Determine la caída de voltaje de polarización directa en el diodo, V_F y el valor de r_B.

Solución

La caída de voltaje V_F en el diodo es:

$$V_F = \frac{P}{I_F} = \frac{3\text{ W}}{2\text{ A}} = \mathbf{1.5\ V}$$

Puesto que el voltaje de la unión V_j es 0.7 V para un diodo de silicio, la caída del voltaje $r_B I_F$ en la resistencia de volumen es

$$r_B I_F = V_F - V_j$$

$$r_B \times 2\text{ A} = 1.5 - 0.7 = 0.8\text{ V}$$

Por lo tanto

$$r_B = \frac{0.8\text{ V}}{2\text{ A}} = \mathbf{0.4\ \Omega} \tag{2-1b}$$

Cuando se aplica un voltaje en inversa al diodo, éste actúa como voltaje de directa sólo para los portadores de corriente minoritarios (electrones en el material tipo P y huecos en el material tipo N). Esta corriente de minoritarios es llamada I_O en la Fig. 2-7, y es una corriente inversa llamada *corriente de fuga o de dispersión*. Estos portadores minoritarios de corriente aparecen en las rupturas de enlaces covalentes ocurridas a temperaturas mayores que cero absoluto como hemos explicado en el capítu-

Tabla 2-1 Especificaciones de diodos comerciales

Especificación	1N270 Germanio	1N1095 Silicio	1N1190 Silicio
Voltaje inverso de pico BV_R	100 V	500 V	600 V
Cd de polarización directa I_F	200 mA	750 mA	35 A
Caída de voltaje de polarización directa V_F	1.0 V	1.2 V	1.7 V
Corriente inversa máxima I_O	100 μA a 50 V	5 μA a 500 V	10 mA a 600 V

lo anterior. Las impurezas contaminadoras y las discontinuidades en la superficie del cristal también ocasionan corrientes de fuga. Si la temperatura ambiente se incrementa I_O aumenta. Consideraremos los efectos de la temperatura en las corrientes de fuga con mayor detalle en la Sec. 10-3. Normalmente I_O es de un valor muy pequeño comparado con la corriente directa especificada.

A algún valor de voltaje inverso, BV_R, como se muestra en la Fig. 2-7, el diodo entra en ruptura y la corriente inversa llega a ser muy grande. Al punto de cambio de esta curva se le llama *codo*.

En la Tabla 2-1 se dan clasificaciones típicas para algunos diodos de propósito general.

Una medida del efecto de la corriente de fuga es el valor de la *resistencia inversa* r_R definido como

$$r_R \equiv \frac{BV_R}{I_O} \text{ ohms} \tag{2-1c}$$

Problemas

2-1.1 Determine el valor de r_B para cada uno de los diodos de la Tabla 2-1.
2-2.1 Determine el valor de r_R para cada uno de los diodos de la Tabla 2-1.

Sección 2-2 El diodo Zener

En un diodo de propósito general, tanto el material tipo *P* como el material tipo *N* están ligeramente contaminados, de tal manera que el voltaje inverso de ruptura (BV_R) tiene un valor grande; también, cuando un diodo de propósito general se rompe, esto produce una corriente de avalancha como la mostrada en la Fig. 2-7.

En un diodo Zener, los materiales *P* y *N* están altamente contaminados, obteniéndose así valores pequeños para el voltaje inverso de ruptura, BV_R. El valor exacto del voltaje inverso de ruptura se puede controlar en una forma muy precisa durante el proceso de fabricación y a este valor de BV_R se le llama *voltaje Zener* V_Z. A la corriente resultante en la dirección inversa después de la ruptura, se le llama *corriente Zener* I_Z.

Supongamos que compramos un lote de 1 000 diodos de propósito general que tienen especificaciones de 2 A para I_f, 1 V para V_f, y 100 V para

BV_R. Cada uno de estos diodos, debe ser capaz de conducir 2 A en forma continua cuando está polarizado directamente. Además, deben ser capaces de disipar 2 W en forma continua y soportar 100 V en polarización inversa para ser aceptables. Si un diodo tiene un valor real de 137 V de V_{BR}, no importa, ya que rebasa las especificaciones y tiene un margen de seguridad de 37 V.

Ahora vamos a decir que compramos un lote de diodos Zener que tiene las siguientes especificaciones: 2 A y 10 ± 0.1 V. Cada diodo debe tener un voltaje de ruptura, llamado voltaje Zener que esté comprendido entre 9.9 V y 10.1 V. Cualquier diodo Zener que tenga voltaje de ruptura fuera de estos límites debe ser rechazado. También la disipación de calor del diodo Zener es determinada en la dirección inversa, mientras que los diodos de propósito general, tienen la disipación de calor especificada para la región de polarización directa. En nuestro ejemplo, el diodo Zener debe ser capaz de disipar $10.1 \text{ V} \times 2 \text{ A}$ o 20.2 W de manera continua.

Los símbolos de circuito empleados para el diodo Zener, se muestran en la Fig. 2-8*a* y la curva típica de características eléctricas se muestra en la Fig. 2-8*b*. La corriente de inversa I_O que existe entre el origen y codo de la curva es la corriente inversa de fuga de una unión originada por los portadores minoritarios. Esta corriente se especifica dando el valor medido al 80% del voltaje Zener V_Z. Cuando se incrementa el voltaje inverso en el diodo Zener, tiene lugar una avalancha en el codo de la curva, y la corriente aumenta rápidamente con tan solo un pequeño cambio en el voltaje. Se requiere una resistencia externa para limitar esta corriente al valor máximo permisible denominado $I_{Z,\,máx}$. La corriente menor que pa-

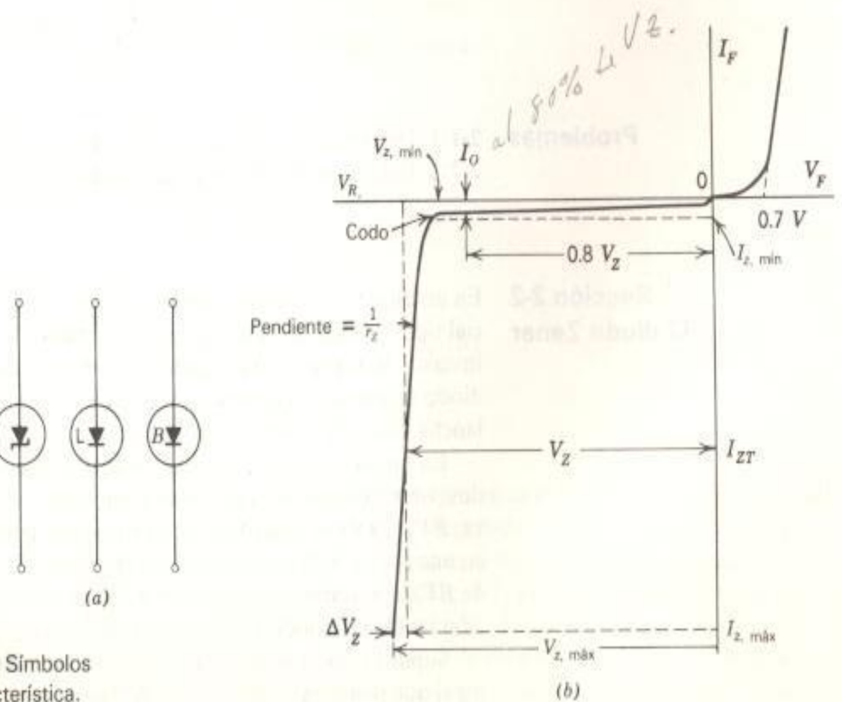


Fig. 2-8 El diodo Zener. (*a*) Símbolos de circuito. (*b*) Curva característica.

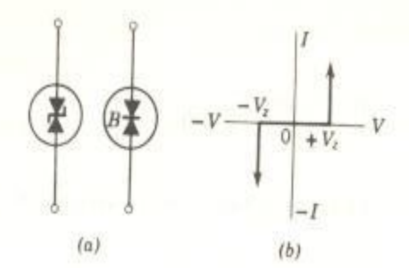


Fig. 2-9 El diodo de doble ruptura. (*a*) Símbolos. (*b*) Curva característica.

sa por el Zener es $I_{Z,\,\text{mín}}$. El voltaje Zener V_z es el voltaje que existe entre las terminales del diodo, cuando por éste fluye una corriente I_{ZT} que se localiza aproximadamente, en la mitad de la región lineal. La estructura del diodo y su disipador de calor pueden disipar un valor máximo de calor equivalente a $P_{Z,\,\text{máx}}$ o $V_Z I_{Z,\,\text{máx}}$ watts. El disipador de calor es un dispositivo mecánico usado para hacer fluir el calor del semiconductor al ambiente; se considera en la Sec. 13-2. En la actualidad, se fabrican diodos Zener de ¼ a 50 W y de 2.4 a 200 V, por lo que hay algunas miles de combinaciones de especificaciones de voltaje y potencia para los diodos Zener.

Una variante del diodo Zener es el diodo de *ruptura doble*. Este diodo recibe el nombre de *diodo varistor*. El *diodo de ruptura doble* está formado por dos diodos Zener puestos 'espalda con espalda' en el mismo encapsulado. Los símbolos del circuito se muestran en la Fig. 2-9*a*. Las características eléctricas para una unidad que tiene idénticos voltajes de ruptura, directo e inverso, se muestran en la Fig. 2-9*b*.

Ejemplo 2-2

Un diodo Zener tiene las siguientes especificaciones

$$V_Z = 20\text{ V} \quad \text{a} \quad I_{ZT} = 10\text{ mA}$$

$$r_Z = 8\,\Omega \qquad P_{Z,\text{máx}} = 0.5\text{ W} \qquad I_O = 0 = I_{Z,\text{mín}}$$

Encuentre $V_{Z,\,\text{máx}}$ y $V_{Z,\,\text{mín}}$. ¿Cuál es el cambio porcentual en V_Z en este intervalo?

Solución

La corriente máxima permisible, $I_{Z,\,\text{máx}}$, es

$$I_{Z,\text{máx}} = \frac{P_Z}{V_Z} = \frac{0.5\text{ W}}{20\text{ V}} = 0.025\text{ A} = 25\text{ mA}$$

Suponga que r_z es medido a I_{ZT}. Entonces

$$V_{Z,\text{máx}} = V_Z + (I_{ZM} - I_{ZT})r_Z$$
$$= 20\text{ V} + (0.025\text{ A} - 0.010\text{ A}) \times 8\,\Omega = \mathbf{20.12\text{ V}}$$

y

$$V_{Z,\text{mín}} = V_Z - (I_{ZT} - I_{Z\,\text{mín}})r_Z$$
$$= 20\text{ V} - (0.010\text{ A} - 0) \times 8\,\Omega = \mathbf{19.92\text{ V}}$$

0.08

El cambio porcentual en V_Z es

$$\% = \frac{V_{Z,\text{máx}} - V_{Z,\text{mín}}}{V_Z} \times 100 = \frac{20.12 - 19.92}{20} \times 100 = \mathbf{1.0\%}$$

Debido a esta pequeña variación en V_Z, a los diodos Zener con frecuencia se les llama *diodos de referencia*.

La aplicación principal del diodo Zener es como *regulador de voltaje*. En un regulador de voltaje, el voltaje en la carga permanece constante dentro de un intervalo de variación de la corriente en la carga. En la Fig. 2-10, el voltaje en la carga es el voltaje fijo V_Z, ya que el diodo Zener está en paralelo con la carga. La corriente de entrada es la suma de I_Z e I_L

$$I_1 = I_Z + I_L \tag{2-2}$$

y el voltaje de entrada está relacionado con el voltaje en la carga V_Z por medio de

$$V_1 = I_1 R + V_Z \tag{2-3}$$

Caso I El voltaje de entrada, V_1, es fijo y la corriente en la carga varía.

La corriente en la carga puede tener un cambio de ($I_{Z,\text{ máx}} - I_{Z,\text{ mín}}$) sin cambiar I_1 y sin cambiar el voltaje en la carga, V_Z. El diodo Zener se utiliza para absorber o proporcionar los cambios de corriente en la carga.

Caso II La corriente en la carga, I_L, es fija y el voltaje en la entrada V_1, varía.

Un incremento en V_1 causa que I_1 aumente; y el diodo Zener absorbe el incremento de corriente en I_1. Asimismo, un decremento en V_1 causa una disminución en I_1, y la corriente en el diodo Zener decrece en la misma cantidad que I_1 disminuye, manteniendo así, la corriente en la carga a un valor constante.

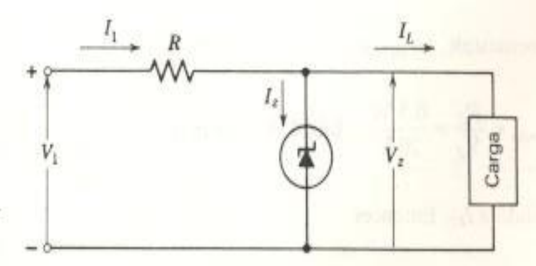


Fig. 2-10 Circuito regulador de voltaje con diodo Zener.

Ejemplo 2-3

El circuito de la Fig. 2-10, V_1 es 12.5 V y R es 50 Ω. El diodo Zener de ½ W tiene un voltaje V_Z de 10 V. ¿En qué intervalo de variación de I_L tenemos regulación?

Solución
La corriente de entrada puede determinarse de

$$V_1 = I_1 R + V_Z \quad (2\text{-}3)$$

$$12.5\ \text{V} = I_1 \times 50\ \Omega + 10\ \text{V}$$

Resolviendo para I_1, tenemos

$$I_1 = \frac{12.5 - 10}{50} = \frac{2.5\ \text{V}}{50\ \Omega} = 0.05\ \text{A} = 50\ \text{mA}$$

La corriente máxima permisible en el diodo Zener es

$$I_{Z\ \text{máx}} = \frac{P_Z}{V_Z} = \frac{0.5\ \text{W}}{10\ \text{V}} = 0.05\ \text{A} = 50\ \text{mA}$$

La corriente mínima permisible en el diodo Zener, $I_{Z,\ \text{mín}}$, es 0 mA. Por tanto, el rango de la corriente en la carga para el cual el voltaje en la misma es regulado a 10 V es

de $$I_L = I_1 - I_{Z,\text{máx}} = 50 - 50 = \mathbf{0\ mA} \quad (2\text{-}2)$$

a $$I_L = I_1 - I_{Z,\text{mín}} = 50 - 0 = \mathbf{50\ mA} \quad (2\text{-}2)$$

Ejemplo 2-4
En el circuito de la Fig. 2-10, R es 50 Ω e I_L es 25 mA. El diodo Zener de ½ W, tiene un voltaje V_Z de 10 V. ¿En qué rango de V_1 tenemos regulación?

Solución
La corriente máxima permitida en el diodo Zener es

$$I_{Z,\text{máx}} = \frac{P_Z}{V_Z} = \frac{0.5\ \text{W}}{10\ \text{V}} = 0.05\ \text{A} = 50\ \text{mA}$$

La corriente de línea máxima permitida es

$$I_{1,\text{máx}} = I_L + I_{Z,\text{máx}} = 25 + 50 = 75\ \text{mA} \quad (2\text{-}2)$$

y la corriente mínima permitida en la línea es

$$I_{1,\text{mín}} = I_L + I_{Z,\text{mín}} = 25 + 0 = 25\ \text{mA} \quad (2\text{-}2)$$

El valor máximo de V_1 que permite la regulación es

$$V_{1,\text{máx}} = I_{1,\text{máx}} R + V_Z = 0.075\ \text{A} \times 50\ \Omega + 10\ \text{V} = \mathbf{13.75\ V} \quad (2\text{-}3)$$

y el valor mínimo de V_1 que permite la regulación es

$$V_{1,\min} = I_{1,\min}R + V_Z = 0.025\ \text{A} \times 50\ \Omega + 10\ \text{V} = \mathbf{11.25\ V} \qquad (2\text{-}3)$$

Ejemplo 2-5

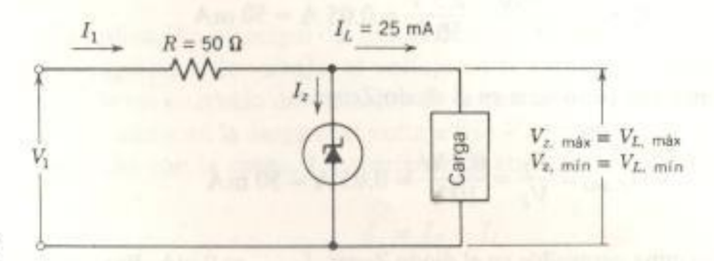


Diagrama del circuito del Ej. 2-5.

El diodo Zener tiene las especificaciones siguientes

$$V_{ZT} = 10.1\ \text{V} \quad \text{a} \quad I_{ZT} = 25\ \text{mA}$$
$$I_{Z,\text{máx}} = 50\ \text{mA} \qquad r_Z = 4\ \Omega$$

I_L es la corriente constante en la carga e igual a 25 mA. ¿Cuál es el cambio en el voltaje en la carga en el nivel de regulación? ¿Para qué valores del voltaje de entrada, V_1, hay regulación? ¿Cuál es el cambio en el voltaje de entrada? Suponga que $I_{Z,\min}$, es cero.

Solución
El máximo voltaje en la carga se presenta cuando la corriente a través del diodo Zener está en su valor máximo.

$$V_{L,\max} = V_{Z,\text{máx}} = V_{ZT} + (I_{Z,\text{máx}} - I_{ZT})r_Z$$
$$= 10.1\ \text{V} + (0.050\ \text{A} - 0.025\ \text{A}) \times 4\ \Omega = \mathbf{10.2\ V}$$

y el mínimo voltaje en la carga se presenta cuando la corriente en el diodo está en su valor mínimo (en este ejemplo, cero).

$$V_{L,\min} = V_{Z,\min} = V_{ZT} - (I_{ZT} - I_{Z,\min})r_Z$$
$$= 10.1\ \text{V} - (0.025\ \text{A} - 0) \times 4\ \Omega = \mathbf{10.0\ V}$$

Cuando se presenta el valor máximo del voltaje en la carga (y en el diodo Zener), la corriente en la entrada, I_1, está en su valor máximo.

$$I_{1,\text{máx}} = I_L + I_{Z,\text{máx}} = 25 + 50 = 75\ \text{mA} \qquad (2\text{-}2)$$

y el voltaje en la entrada está en su valor máximo.

$$V_{1,\text{máx}} = I_{1,\text{máx}}R + V_{Z,\text{máx}} \qquad (2\text{-}3)$$
$$= 0.075 \text{ A} \times 50\ \Omega + 10.2 \text{ V} = \mathbf{13.95\ V}$$

Cuando se presenta el valor mínimo de voltaje en la carga (y en el diodo Zener), la corriente en la entrada I_1, está en su valor mínimo.

$$I_{1,\text{min}} = I_L + I_{Z,\text{min}} = 25 + 0 = 25 \text{ mA} \qquad (2\text{-}2)$$

y el voltaje en la entrada está en su valor mínimo.

$$V_{1,\text{min}} = I_{1,\text{min}}R + V_{Z,\text{min}} \qquad (2\text{-}3)$$
$$= 0.025 \text{ A} \times 50\ \Omega + 10.0 \text{ V} = \mathbf{11.25\ V}$$

El cambio en el voltaje en la carga es

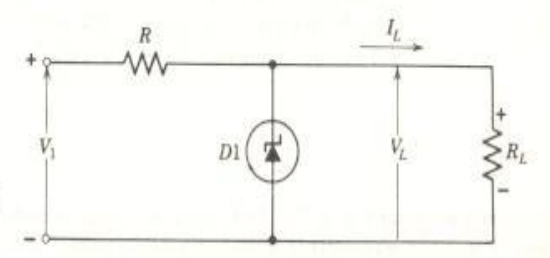
$$\Delta V_L = V_{L,\text{máx}} - V_{L,\text{min}} = 10.2 - 10.0 = \mathbf{0.2\ V}$$

que corresponde a un cambio en el voltaje de entrada de

$$\Delta V_1 = V_{L,\text{máx}} - V_{L,\text{min}} = 13.95 - 11.25 = \mathbf{2.70\ V}$$

Este ejemplo muestra lo que el diodo Zener puede hacer, en este caso, reduce la variación de voltaje 2.7 V a 0.2 V, lo cual es una mejoría en un factor de 2.70/0.2 o bien de 13.5.

Debe notarse que, si el voltaje en la entrada es mayor que 13.95 V, la corriente en el diodo Zener será excesiva y el diodo se sobrecalentará. Si el voltaje en la entrada es menor que 11.25 V, la regulación no se produce más, y el voltaje en la carga caerá proporcionalmente a la disminución del voltaje en la entrada.



Circuito para los Probs. 2-2.1 al 2-2.8.

Problemas Suponga que r_Z es cero para los problemas del 2-2.1 al 2-2.6.

2-1.2 Si V_1 es 40 V y R es 50 Ω. El diodo Zener es de 3 W y tiene un valor de V_Z de 20 V. Encuentre el rango en el que se puede variar R_1 sin que varíe el voltaje en la carga.

2-2.2 Si R es 4 kΩ, R_L es 10 kΩ y V_Z 30 V. Si el voltaje de entrada V_1 varía entre 70 V y 100 V. ¿Cuáles son las corrientes máxima y mínima en el diodo Zener?

2-2.3 Si R es 3Ω, R_L es 10 Ω y V_Z es igual a 10 V. La disipación de potencia máxima en el diodo Zener es 20 W. ¿Cuál es el rango permitido de V_1?

2-2.4 Se desea regular a 15 V el voltaje en la carga con un diodo Zener. Si la fuente de voltaje es de 20 V y la corriente en la carga puede variar de 0 a 100 mA. ¿Cuál es la clasificación de potencia que requiere el diodo Zener? y ¿Cuál es el valor de R?

2-2.5 La variación máxima de V_1 es de 12.0 V a 14.8 V, y se va alimentar un circuito que consume 15 mA y su voltaje debe mantenerse constante e igual a 8.2 V. ¿Cuál es el valor de R? y ¿Cuál es la clasificación del diodo Zener que se debe usar?

2-2.6 Si se coloca un diodo Zener de 4 W y 5 V en paralelo con una resistencia de carga de 3 Ω y R es de 2 Ω. ¿Para qué rango de variación de V_1 hay regulación de voltaje?

2-2.7 Si el valor de r_Z es de 1 Ω para el diodo Zener del Prob. 2-2.1, y V_Z se mide a un valor de corriente igual a $I_{Z,\ máx}$. ¿Cuál es la variación del voltaje en la carga producida por r_Z?

2-2.8 Si el valor de r_Z es de 8Ω para el diodo Zener usado en el Prob. 2-2.2 y V_Z se mide a un valor de corriente igual a $I_{Z,\ máx}$. ¿Cuál es la variación del voltaje en la carga producida por r_Z?

Sección 2-3 Circuitos formadores de onda

Tanto los diodos de propósito general, como los diodos Zener se utilizan con frecuencia, para modificar la forma de onda de una señal de entrada. El objetivo de esta sección es mostrar cómo efectúan esta modificación. En la determinación de la forma de onda del voltaje de salida, suponemos que el diodo de propósito general se comporta como un cortocircuito en polarización directa y como circuitò abierto en polarización inversa, y el diodo Zener se comporta como un cortocircuito en polarización directa y en polarización inversa, el diodo Zener actúa como un circuito abierto hasta que el voltaje en el mismo es V_Z. A voltajes mayores, el diodo Zener mantiene este valor constante e igual a V_Z.

Ejemplo 2-6

Si la señal de voltaje aplicada al circuito de la Fig. 2-11b tiene la forma de onda del voltaje mostrada en la Fig. 2-11*a*, encuentre la forma de onda del voltaje en la salida.

Solución

En polarización directa, el diodo actúa como cortocircuito y, entonces, R_A y R_B sirven como un simple divisor de voltaje. Los valores de los parámetros del circuito muestran que el voltaje en la salida tiene exactamente la mitad de la amplitud de la entrada. Cuando la señal de entrada es negativa, el diodo se polariza en inversa. El diodo no puede conducir y actúa como un circuito abierto. La corrien-

te en R_B es cero y la caída de voltaje en R_B es cero. Por lo tanto, el voltaje en la salida es cero para todo el tiempo en que el voltaje de entrada es negativo.

La forma de onda del voltaje en la salida se muestra en la Fig. 2-11*c*.

Ejemplo 2-7

Si la señal de voltaje aplicada al circuito de la Fig. 2-11*b*, tiene la forma de onda mostrada en la Fig. 2-11*a*, pero ahora el diodo es un diodo Zener de 6 V. Encuentre la forma de onda del voltaje en la salida.

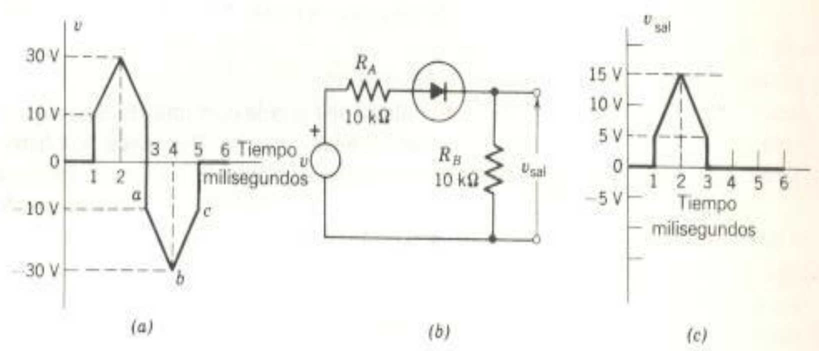


Fig. 2-11 Onda de forma irregular aplicada a una red con diodo. (*a*) Forma de onda del voltaje de entrada. (*b*) Diagrama del circuito. (*c*) Forma de onda a la salida.

Solución

En polarización directa, el análisis es el mismo que el realizado para el Ej. 2-6.

En polarización inversa el diodo Zener actúa como un circuito abierto hasta que el voltaje de entrada alcanza el voltaje Zener, 6 V. A los 3 min, la señal de entrada aumenta de 0 a 10 V, esto puede apreciarse en el punto *a* de la Fig. 2-11*a*. De estos 10 V, 6 V son requeridos para lograr la ruptura del diodo Zener y 4 V caen en las resistencias R_A y R_B. Puesto que R_A y R_B son iguales, la caída de voltaje en R_B es de -2 V como se observa en el punto *d* de la Fig. 2-12.

Al valor pico negativo de la forma de onda de entrada (punto *b* de la Fig. 2.11), el voltaje inverso aplicado al circuito es de —30 V. Puesto que el voltaje de ruptura del Zener es de 6 V, los restantes —24 V caen en las resistencias R_A y R_B. Puesto que R_A y R_B son iguales, el voltaje en la salida es de —12 V, como se puede observar en el punto *e* de la Fig. 2-12.

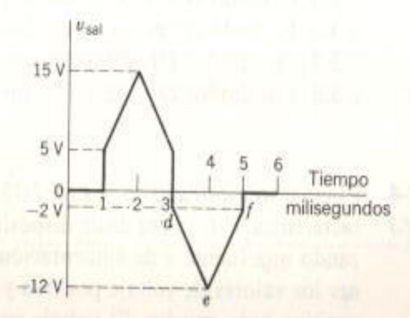
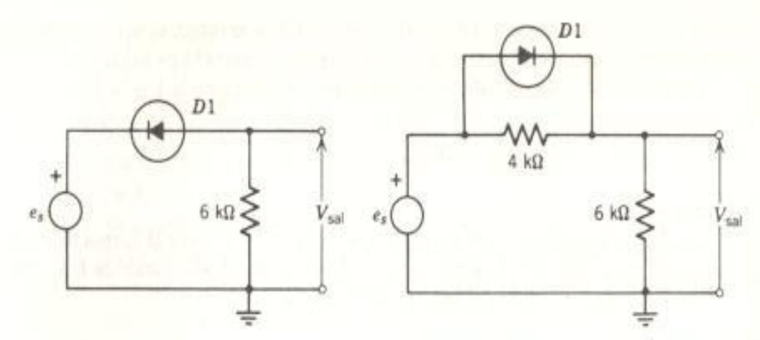
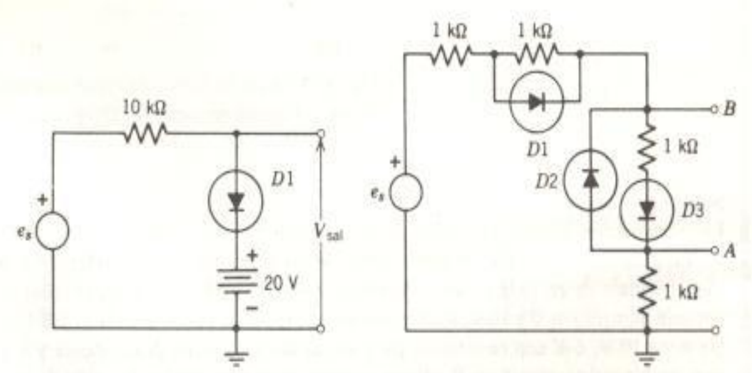


Fig. 2-12 Forma de onda de voltaje de salida del Ej. 2-7.



Circuito para los Probs. 2-3.1 y 2-3.2.   Circuito para los Probs. 2-3.3 y 2-3.4.

El voltaje de entrada e_s es una señal triangular que tiene un valor de pico a pico de 60 V (±30 V). Para cada problema, determine la forma de onda del voltaje de salida. Suponga que los diodos son ideales. Observe que en los Probs. 2-3.7 y 2-3.8 se requieren dos formas de onda de los voltajes de salida correspondientes.



Circuito para los Probs. 2-3.5 y 2-3.6.   Circuito para los Probs. 2-3.7 y 2-3.8.

2-3.1 El diodo *D*1 es un diodo de propósito general.
2-3.2 El diodo *D*1 es un diodo Zener de 10 V.
2-3.3 El diodo *D*1 es un diodo de propósito general.
2-3.4 El diodo *D*1 es un diodo Zener de 6 V.
2-3.5 El diodo *D*1 es un diodo de propósito general.
2-3.6 El diodo *D*1 es un diodo Zener de 6 V.
2-3.7 Los diodos *D*1, *D*2 y *D*3 son diodos de propósito general.
2-3.8 Los diodos *D*1, *D*2 y *D*3 son diodos Zener de 6 V.

Sección 2-4 Características *V-I*

El circuito mostrado en la Fig. 2-13 puede utilizarse para mostrar la característica *V-I*, ya sea de un dispositivo o de un circuito particular. Utilizando una fuente *v* de alimentación de voltaje senoidal, podemos obtener los valores de voltaje positivo y negativo aplicados al circuito o dispositivo bajo prueba. El voltaje conectado al amplificador vertical del

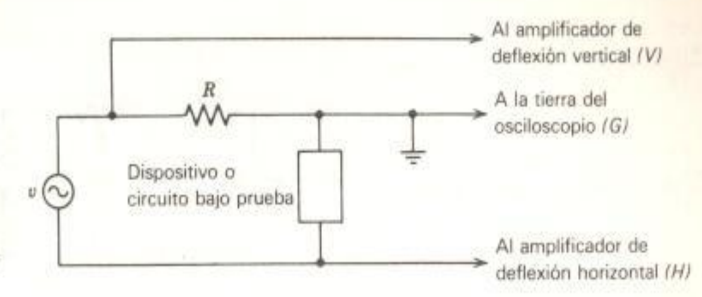


Fig. 2-13 Circuito utilizado para mostrar las características *V-I*.

osciloscopio es un voltaje igual a iR de acuerdo con la ley de Ohm. Por consiguiente, la señal aplicada al amplificador vertical, es directamente proporcional a la corriente i. Luego, la deflexión del osciloscopio puede calibrarse directamente, en términos de la corriente. La deflexión horizontal es directamente el voltaje entre las terminales del dispositivo o circuito bajo prueba.

La característica volt-ampere de una resistencia R_1 se muestra en la Fig. 2-14. Si el valor de la resistencia R_1 cambia, cambiará la pendiente de la línea en el osciloscopio. Cuando R_1 disminuye, la corriente a través de ella aumenta y la pendiente se incrementa (se hace más vertical). Cuando R_1 aumenta, la corriente a través de ella disminuye y la pendiente decrece (se hace menos vertical).

Ejemplo 2-8

El circuito mostrado en la Fig. 2-15*a* utiliza un diodo de silicio. Determine la curva característica *V-I* del circuito. Determine la característica *V-I* si la batería de 2-V se invierte.

Solución

1. En polarización directa, la fuente de voltaje debe exceder 2 V por $V_γ$ (0.7 V) antes que la corriente circule. Por lo tanto, la corriente empieza a fluir cuando la fuente de voltaje alcanza un valor igual a 2.7 V. El flujo de la corriente está limitado por R_1 y, por lo tanto, la sección de polarización directa de la curva característica *V-I* tiene una pendiente de $1/R_1$. En polarización inversa, la corriente es cero. La curva característica *V-I* se muestra en la **Fig. 2-15*b***.

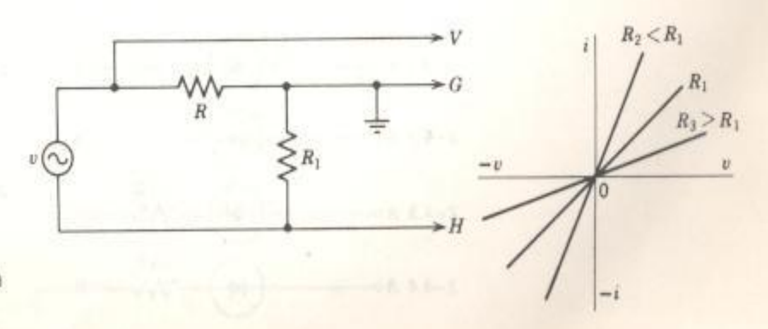
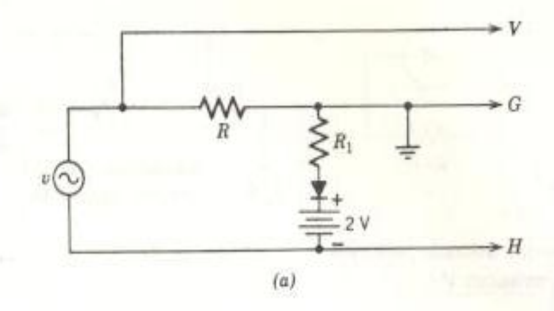


Fig. 2-14 La característica *V-I* de una resistencia.



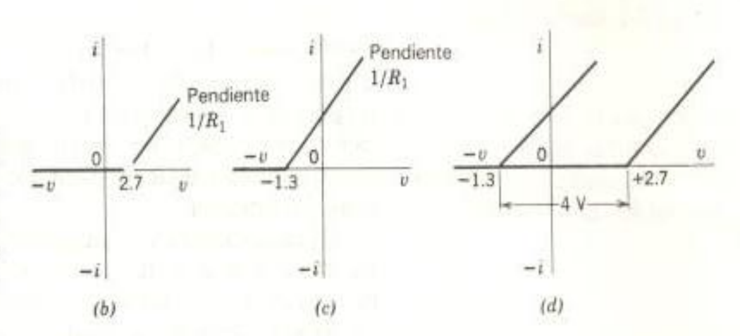
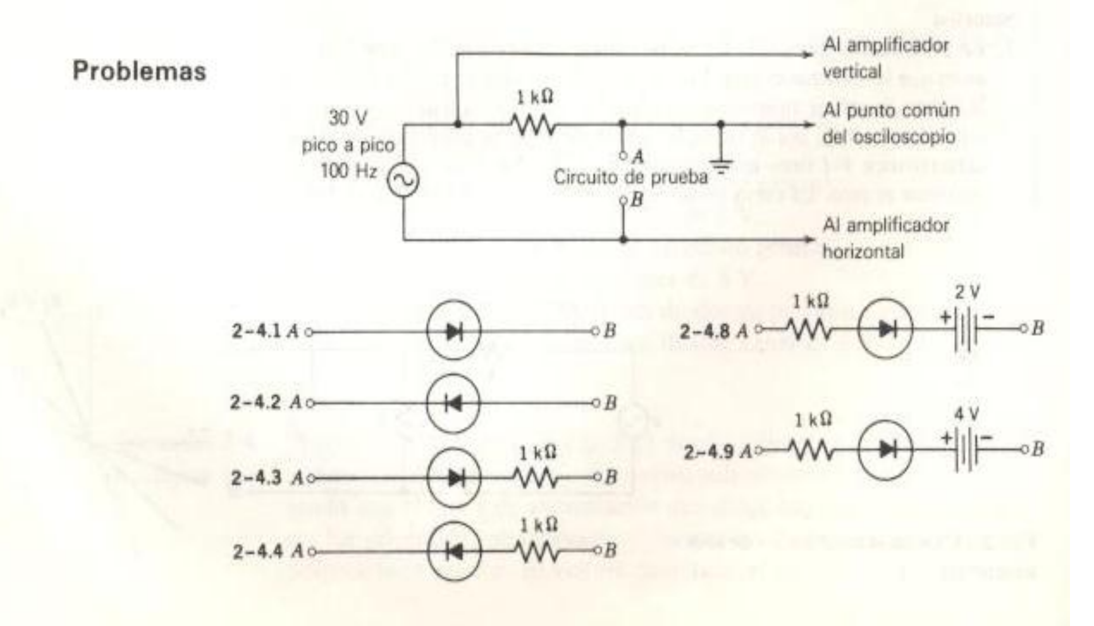
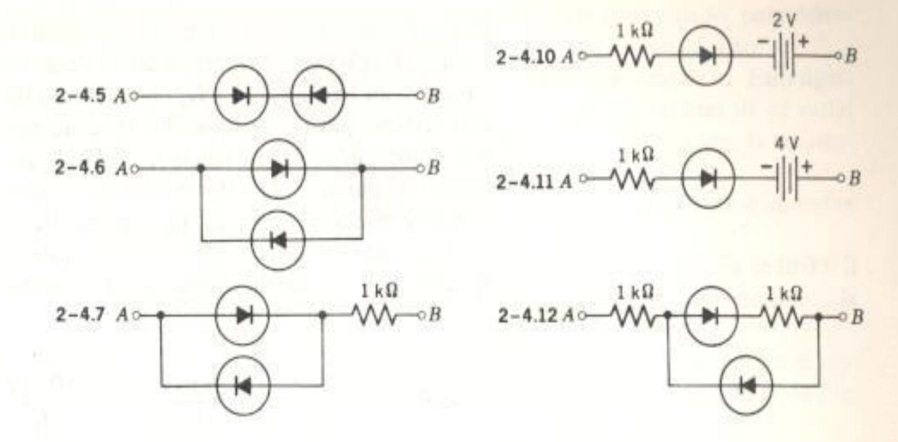


Fig. 2-15 Circuito usado para mostrar la característica *V-I* de un diodo en inversa. (*a*) Circuito. (*b*) Característica *V-I*. (*c*) Característica *V-I* obtenida cuando se invierte la batería de 2-V. (*d*) Características superpuestas.

2. Cuando se invierte la bateria, hay un flujo de corriente en el diodo cuando la fuente está en cero volts. Por lo tanto, el voltaje en la fuente debe ser (2.0 − 0.7) o 1.3 V en dirección inversa para reducir la corriente en el diodo a cero. La característica *V-I*, se muestra en la **Fig. 2-15c.**
3. Si ambas curvas características *V-I* se dibujan juntas, en el mismo plano *V-I* como se ha hecho en la Fig. 2-15*d*, la separación entre las dos curvas es el doble del voltaje en la batería o 4 V.

Problemas





Problemas del 2-4.1 al 2-4.12 Suponga que todos los diodos tienen 0.7 V de V_j y 100 V de BV_R. Para cada uno de los 12 circuitos de prueba, represente en forma gráfica la curva característica, *V-I*, anotando el valor de las pendientes y los puntos de cambio de las mismas.

Problemas del 2-4.13 al 2-4.24 Suponga que todos los diodos tienen 0.7 V de V_j y que todos son diodos Zener, cuyo valor de voltaje de ruptura (V_Z) es de 6.0 V. Para cada uno de los 12 circuitos de prueba, represente en forma gráfica la curva característica *V-I*, anotando el valor de las pendientes y los puntos de cambio de las mismas.

Sección 2-5 El modelo de ca

En la Sec. 2-1 establecimos que retrasaríamos a esta sección, la discusión de la parte de la característica del diodo marcada como "curva" en la Fig. 2-7. Esta sección se ha vuelto a dibujar en la Fig. 2-16. Definimos como la *resistencia en ca del diodo* r_j en el punto *G*, como:

$$r_j \equiv \frac{\Delta V}{\Delta I} \text{ ohms} \tag{2-4}$$

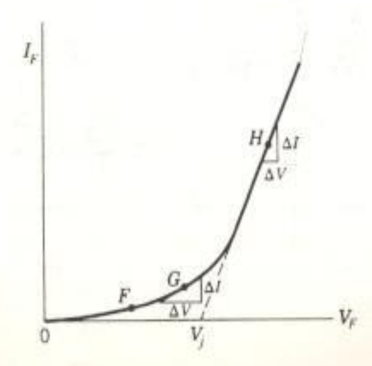


Fig. 2-16 La curva característica, expandida, del diodo polarizado en directa.

Este valor de la resistencia r_j es el recíproco de la pendiente de la curva en el punto G. Cuando se recorre la curva desde el punto 0 hasta el punto H, pasando por los puntos F y G, observamos que la curva se hace cada vez más vertical; por lo que la pendiente se incrementa, dando por resultado una reducción en la resistencia r_j a medida que recorremos la curva del punto 0 al punto H. El valor mínimo de la resistencia de ca es el valor de la *resistencia de volumen* r_B, en el punto H.

Encontramos, de acuerdo con la teoría de conducción en metales, que el valor de r_j se encuentra entre los dos valores:

$$\boxed{\frac{25\text{ mV}}{I_F} \le r_j \le \frac{50\text{ mV}}{I_F}} \tag{2-5}$$

donde I_F es el valor de corriente directa del punto donde se evalúa r_j.

En los problemas de este texto, se dará un valor específico para el número de milivolts que debe usarse en la Ec. 2-5, por ejemplo, 25 mV, 35 mV o 50 mV. Al comprobar los resultados obtenidos con los valores medidos en el laboratorio, a menudo encontramos que se obtienen mejores resultados si se determina el número específico de milivolts para el diodo particular que se está utilizando.

El circuito mostrado en la Fig. 2-17*a*, se utiliza para controlar el nivel de la señal de salida v_{sal} cambiando el valor del voltaje de cd ($+V$), aplicado al circuito. Los capacitores C_1 y C_2 se utilizan para evitar que la corriente directa fluya hacia la fuente de señal V, y hacia cualquier circuito o componente conectado a la salida; consecuentemente, se les denomina *capacitores de bloqueo o capacitores de acoplamiento*. El primer paso para analizar este circuito, es construir el modelo de ca, como se observa en la Fig. 2-17*b*. *En el modelo de ca*, conservamos sólo aquellos elementos que contribuyen al circuito de ca. Los elementos de corriente directa son utilizados sólo para hacer que el circuito trabaje en forma adecuada; pero no son necesariamente una parte del modelo de ca. En con-

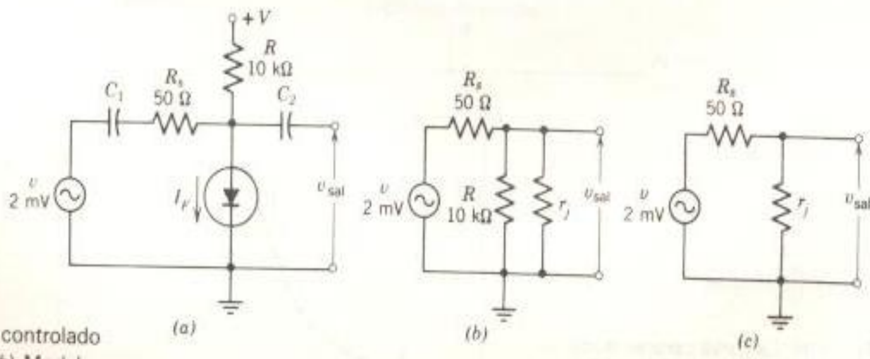


Fig. 2-17 El atenuador controlado por voltaje. (*a*) Circuito. (*b*) Modelo. (*c*) Modelo simplificado.

secuencia, cada componente se debe examinar con cuidado, para determinar si influyen en el comportamiento del circuito en ca o no.

La fuente de alimentación ($+V$) es una fuente ideal de cd. Esto significa que el voltaje es un valor fijo aún cuando la corriente de cd varíe. Puesto que el voltaje no cambia cuando cambia la corriente, la resistencia interna de la fuente debe ser cero. Por lo tanto:

En todos los modelos de ca, las fuentes de voltaje de cd se conectan en cortocircuito a tierra.

De acuerdo con la Fig. 2-17*b*, una terminal de la resistencia de 10 000 Ω está conectada a tierra. Ahora, esta resistencia está en paralelo con r_j, la resistencia de ca del diodo.

Si el valor de r_j es mucho menor que $\frac{1}{10}R$, podemos simplificar el modelo de ca quitando R; y así obtenemos el modelo mostrado en la Fig. 2-17*c*.

Ejemplo 2-9

Determine la señal de salida de ca del circuito de la Fig. 2-17*a* cuando la fuente de cd V es $+50$ V y cuando dicha fuente tiene un valor de $+2$ V. El diodo es de germanio y r_j es 25 mV/I_F.

Solución

La ecuación del antinodo de tensión de Kirchhoff a través del diodo es:

$$V = RI_F + V_j$$

Para el diodo de germanio, usamos 0.3 V para V_j. Para una fuente de voltaje de $+50$ V

$$50\text{ V} = 10{,}000\ \Omega \times I_F + 0.3\text{ V}$$

$$I_F \approx 0.005\text{ A} = 5\text{ mA}$$

Para una fuente de 2 V

$$2\text{ V} = 10{,}000\ \Omega \times I_F + 0.3\text{ V}$$

$$I_F \approx 0.00017\text{ A} = 0.17\text{ mA}$$

Cuando I_F es 5 mA,

$$r_j = \frac{25\text{ mV}}{I_F} = \frac{25\text{ mV}}{5\text{ mA}} = 5\ \Omega \qquad (2\text{-}5)$$

Cuando I_F es 0.17 mA

$$r_j = \frac{25\text{ mV}}{I_F} = \frac{25\text{ mV}}{0.17\text{ mA}} = 147\ \Omega \qquad (2\text{-}5)$$

El modelo simplificado, mostrado en la Fig. 2-17*c*, es un divisor de voltaje. Para la fuente de 50 V, el nivel de señal de salida v_{sal} es

$$v_{sal} = \frac{r_j}{R_s + r_j} v = \frac{5\,\Omega}{50\,\Omega + 5\,\Omega} 2\text{ mV} = \mathbf{0.18\ mV}$$

Y para la fuente de 2 V

$$v_{sal} = \frac{r_j}{R_s + r_j} v = \frac{147\,\Omega}{50\,\Omega + 147\,\Omega} 2\text{ mV} = \mathbf{1.49\ mV}$$

De este ejemplo, vemos que podemos controlar el voltaje de salida en una razón de 1.49/0.18 o 8.3 a 1 variando la alimentación de voltaje de cd del circuito. Normalmente, el control de variación del voltaje de cd proviene de una fuente que está alejada del punto en que el nivel de la señal se controla.

Considere dos diodos *D*1 y *D*2 en serie, Fig. 2-18. El diodo *D*1 es de germanio y el diodo *D*2 es de silicio. Cuando la corriente fluye a través de este circuito, la caída de voltaje entre *A* y *B* es la suma de 0.3 V y 0.7 V o 1.0 V. Ahora, si estos diodos están en paralelo, la caída de voltaje en polarización directa para el diodo *D*1 es 0.3 V. La caída del voltaje de *C* a *D* siempre debe ser 0.3 V. La corriente no puede fluir por *D*2 a menos que el voltaje de *C* a *D* alcance un valor de 0.7 V, pero la caída de voltaje en el diodo *D*1 es sólo de 0.3 V. Por lo tanto, la corriente del circuito solamente debe fluir por el diodo de germanio *D*1.

La técnica que hemos ilustrado en el Ej. 2-9 es la que se utilizará en el análisis de circuitos amplificadores en todo el texto.

1. Un circuito dado (por ejemplo, el de la Fig. 2-17*a*) muestra varios valores de suministro de cd y los diversos valores de resistencia.
2. El *primer paso* para resolver un problema, es resolver el circuito original para los valores de cd en el circuito.
3. De estos valores de cd obtenidos, encontramos los valores de las resistencias de ca de los semiconductores por medio de la Ec. 2-5 (o su equivalente).
4. Una vez que tenemos los valores de las resistencias de ca, formamos el *modelo del circuito de ca* (por ejemplo, Fig. 17*b*).
5. Un análisis del modelo de ca del circuito conduce a los niveles de la señal de ca en el modelo.

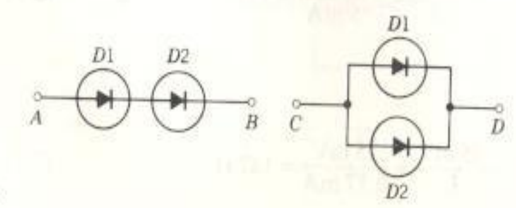
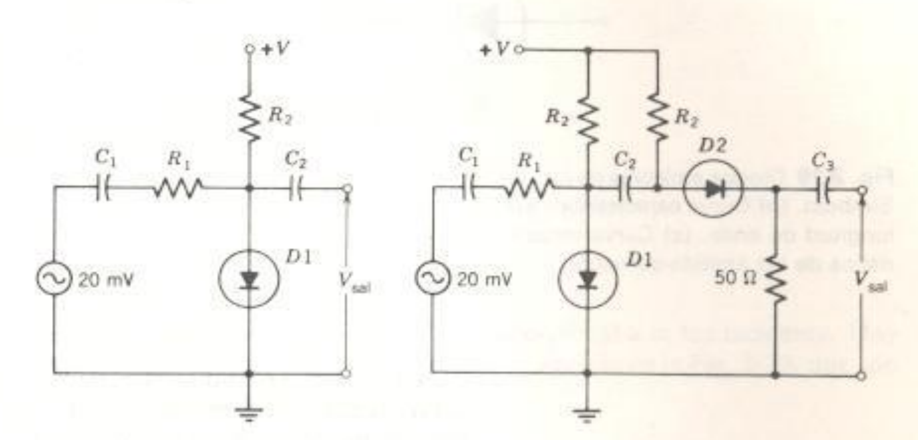


Fig. 2-18 Diodos en serie y en paralelo.

6. Estos niveles de la señal de ca son los niveles de señal que se presentan en el circuito original.

Esta técnica debe dominarse por completo.



Circuito para los Probs. del 2-5.1 al 2-5.3.

Circuito para los Probs. del 2-5.4 al 2-5.6.

Problemas

Use 0.7 V para V_j y 50 mV/I_F para r_j.

2-5.1 Si R_1 es de 50 Ω, R_2 de 20 kΩ y V tiene un valor de 30 V. Determine V_{sal}.

2-5.2 Si R_1 es de 5 kΩ, R_2 de 5 kΩ y V tiene un valor de 2 V. Determine V_{sal}.

2-5.3 Si R_1 es de 50 kΩ, R_2 de 50 kΩ y V tiene un valor de 2 V. Determine V_{sal}.

2-5.4 Determine V_{sal} utilizando los valores de las componentes dados en el Prob. 2-5.1.

2-5.5 Determine V_{sal} utilizando los valores de las componeptes dados en el Prob. 2-5.2.

2-5.6 Determine V_{sal} utilizando los valores de las componentes dados en el Prob. 2-5.3.

Sección 2-6 Luz y diodos

Cuando se recombinan los electrones con los huecos al cruzar la unión P-N, el movimiento real de los electrones en relación a la banda de conducción y la banda de valencia muestra que hay varias trayectorias posibles para el electrón. Cuando el electrón cae de un nivel mayor a un nivel menor de energía, por lo general la energía se manifiesta como calor, pero una parte de la energía se convierte en fotones de luz. Esta propiedad óptica de los semiconductores, se ha desarrollado para producir dispositivos que tienen una eficiencia relativamente grande de conversión de energía en luz (en la actualidad se tienen dispositivos que presentan una eficiencia del 20%).

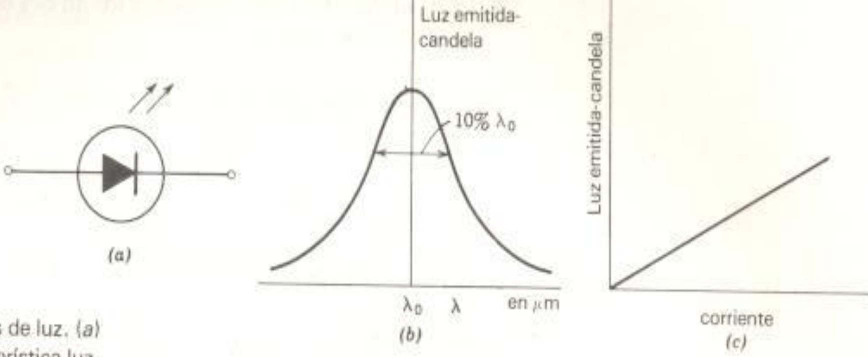


Fig. 2-19 Diodos emisores de luz. (*a*) Símbolo. (*b*) Curva característica luz-longitud de onda. (*c*) Curva característica de luz emitida-corriente.

La primer versión comercial del diodo emisor de luz (*LED*),* Fig. 2-19*a*, utilizó el arseniuro de galio con un intervalo entre las bandas de energía de valencia y conducción de 1.37 eV. Este diodo produce luz de una longitud de onda de 9100 Å, la cual es de color rojo oscuro. Un diodo de fósforo de galio tiene un intervalo entre las bandas de energía de valencia y conducción de 2.25 eV que corresponde a una longitud de onda de 5600 Å, produce una luz de color verde. Se han desarrollado otros materiales para producir otros colores.

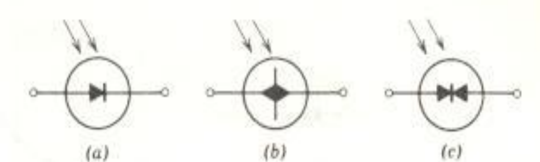
Puesto que las trayectorias de recombinación no son exactamente las mismas, la luz producida no es por completo monocromática, pero muestra una característica de banda angosta, como se ve en la Fig. 2-19*b*. Sin embargo, la principal ventaja del dispositivo, es que la luz producida presenta una relación bastante lineal con la corriente en el diodo, como se muestra en la Fig. 2-19*c*. La ruptura de enlaces covalentes debida al incremento en la temperatura ambiente materialmente reduce la cantidad de luz emitida.

El LED se opera en polarización directa. No hay emisión de luz cuando el diodo se polariza inversamente. El LED tiene un valor muy pequeño de voltaje inverso de ruptura y una caída de voltaje relativamente alta (más de 2 V para V_j) cuando se polariza en forma directa.

La ventaja del LED es que puede producir luz con una potencia de entrada muy pequeña. La potencia que consume una lámpara incandescente de panel, normalmente es alta; por ejemplo, 6.3 V a 150 mA son 945 mW. Una prueba en un LED típico muestra que se produce una luz intensa con una potencia de 30.4 mW (20 mA a 1.52 V). Aún se puede distinguir la luz del LED cuando la corriente se reduce a 2 mA.

El efecto inverso se utiliza en el *fotodiodo*, Fig. 2-20. Este diodo se polariza inversamente y una luz incidente rompe algunos enlaces covalentes, produciéndole portadores de corriente que cruzan la unión. La

* *LED* (del inglés Light-emmitting diode). No se cambian las siglas por ser de uso generalizado. (N. del T.)



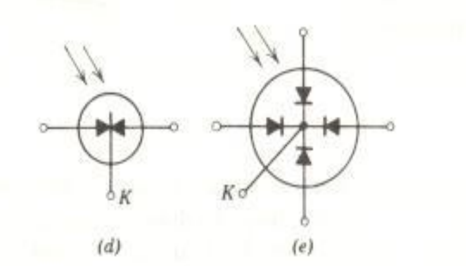


Fig. 2-20 Fotodiodos. (*a*) Fotodiodo. (*b*) Fotodiodo doble tipo NPN. (*c*) Fotodiodo doble tipo PNP. (*d*) Fotodiodo en un arreglo de dos segmentos, tipo PNP con cátodo. (*e*) Arreglo de cuatro fotodiodos PNP con un cátodo común.

corriente que fluye en el circuito es proporcional a la luz incidente. Hay varios tipos de estos dispositivos como se aprecia en la Fig. 2-20, que son utilizados en aplicaciones especiales.

Sección 2-7 El diodo varactor

En la Sec. 2-1 mostramos que, en la región vacía, hay iones o cargas estáticas no cubiertas. Además, no hay portadores de corriente libres dentro de la región vacía. Aparece una barrera de potencial V_i, en esta región vacía debido a las cargas estáticas no cubiertas. El estudio de circuitos de cd y ca nos señala que la capacitancia se define como:

$$C \equiv \frac{Q}{V}$$

por lo tanto, debe haber un valor de la capacitancia de la unión C_j asociado con la región vacía.

La ecuación para la capacitancia en términos de la geometría del circuito es

$$C = \frac{K\kappa A}{s}\,\mathrm{pF} \qquad (2\text{-}6)$$

en donde K es una constante requerida para evaluar C en términos de las unidades de A y s.

κ es la constante dieléctrica de la región vacía
A es el área de sección transversal de la región vacía y
s es el espesor de dicha región.

La capacitancia del diodo con un voltaje de cero volts entre sus terminales es la *capacitancia de la unión* C_j (Fig. 2-21*b*). Cuando se le aplica un voltaje inverso, el espesor de la región vacía se incrementa. Como consecuencia, s en la Ec. 2-6 se hace mayor y la capacitancia equivalente del diodo disminuye. Cuando se le aplica un voltaje que polariza directa-

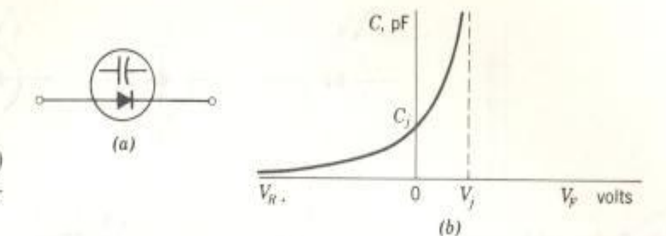
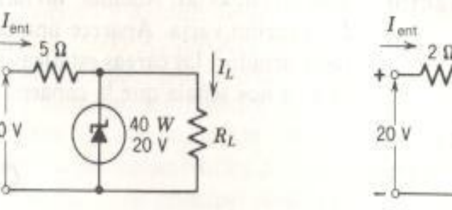


Fig. 2-21 El diodo varactor. (*a*) Símbolo del circuito. (*b*) Característica.

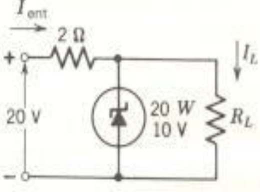
mente al diodo, el espesor de la región vacía disminuye y la capacitancia equivalente del diodo aumenta. Cuando el voltaje de polarización directa hace que fluya corriente, el diodo pierde sus propiedades de capacitancia.

Los diodos diseñados para este propósito se llaman *capacitores variables por voltaje* o *diodos varactores*. El símbolo de estos diodos se da en la Fig. 2-21*a*. Los diodos varactores son ampliamente utilizados en vez de los capacitores variables de sintonía mecánica para producir *sintonía de estado sólido*. El valor de la capacitancia se controla por la cantidad de voltaje de cd aplicado en polarización inversa al diodo.

Problemas adicionales



Circuito para el Prob. 2-1.



Circuito para el Prob. 2-2.

2-1 ¿En qué rango de corriente de carga tenemos regulación de voltaje?

2-2 ¿En qué rango de corriente de carga tenemos regulación de voltaje?

2-3 Las especificaciones de un diodo Zener son

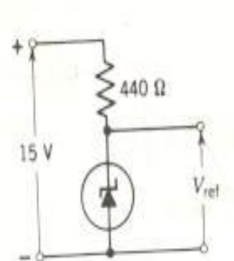
$$V_Z = 6.2 \text{ V} \text{ a } I_{ZT} = 20 \text{ mA} \text{ y } P_{Z,\text{máx}} = 200 \text{ mW}$$

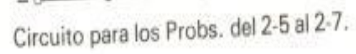
Si el valor de r_z es 3Ω. ¿Cuál es la variación máxima de V_z en el margen de corriente de trabajo permitido?

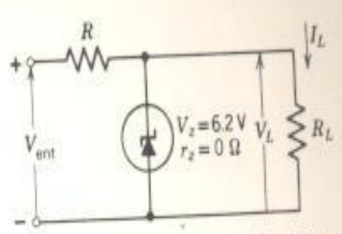
2-4 Un diodo Zener más barato puede sustituir al diodo usado en el Prob. 2-3, pero su valor para r_z es de 15 Ω. ¿Cuál es la variación esperada de V_z en el margen de corriente de trabajo del Zener?

2-5 Si V_{ref} debe mantenerse dentro de una variación de ± 0.2% del 1% de 6.2 V. Cuando se utiliza el Zener especificado en el Prob. 2-3. ¿Cuál es la variación máxima permitida en la fuente de 15 V en volts y en por ciento?

2-6 Repita el Prob. 2-5 se usa el diodo Zener especificado en el Prob. 2-4.




Circuito para los Probs. del 2-5 al 2-7.



Circuito para los Probs. 2-8 y 2-9.

2-7 Si se reemplaza la fuebte de 15 V por un generador de onda cuadrada de 80 V de pico a pico. ¿Cuál es la forma de onda en el diodo Zener? ¿Se sobrecalienta el diodo Zener? Suponga $V_Z = 0.7$ V.

2-8 Si R_L y R son cada una de 100 Ω ¿Cuál es el intervalo del V_{ent} en el que el voltaje en la carga se mantiene igual a 6.2 V? Considere P_Z igual a 0.5 W.

2-9 Si V_{ent} es de 10 V y R es de 25 Ω. ¿Cuál es el intervalo de valores de I_L y R_L en el que el voltaje en la carga se mantiene a 6.2 V? ¿Cuál es $P_{Z,\, máx}$?

2-10 Determine la forma de onda del voltaje en la salida.

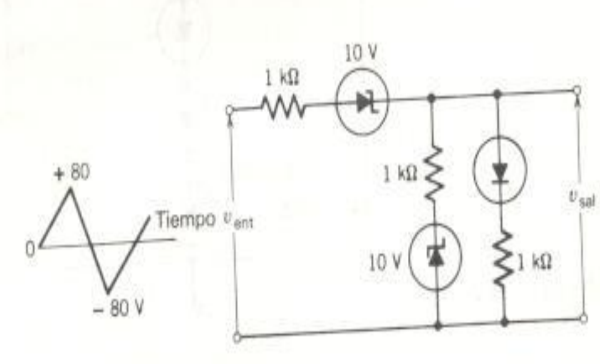
2-11 Determine la forma de onda del voltaje en la salida.

2-12 Determine la forma de onda del voltaje en la salida.

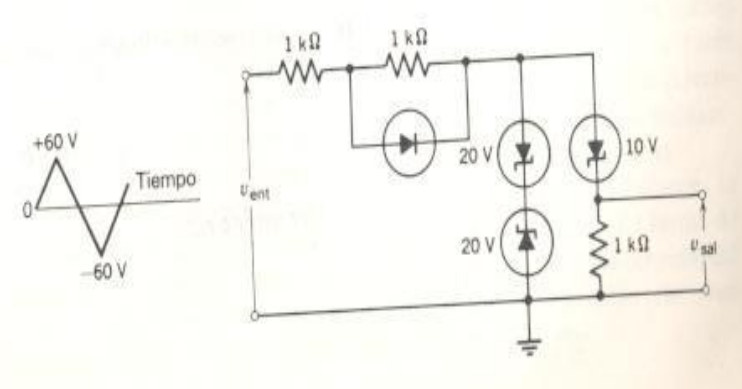
2-13 Si r_j es de 50 mV/I_F y V_j es 0.7 V, determine V_{sal}.

2-14 Si R es de 510 Ω. Determine V_{sal}.

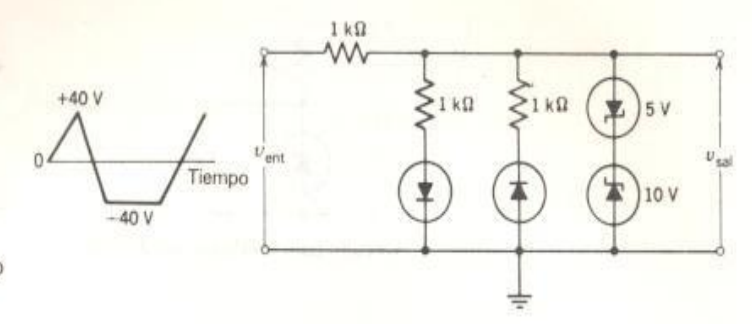
2-15 Si R es de 10 kΩ. Determine V_{sal}.



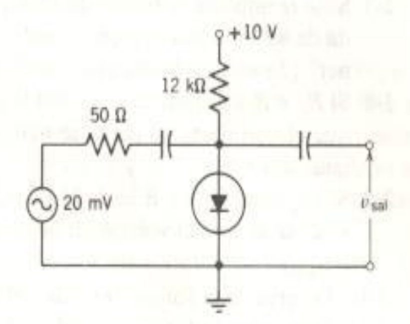
Voltaje de entrada y circuito para el Prob. 2-10.



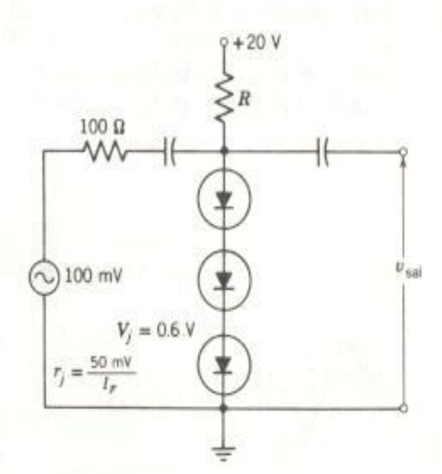
Forma de onda de entrada y circuito para el Prob. 2-11.



Forma de onda de entrada y circuito para el Prob. 2-12.



Circuito para el Prob. 2-13.



Circuito para los Probs. 2-14 y 2-15.

2-16 Si las especificaciones máximas para un diodo de silicio (V_j = 0.7 V) son:

$$V_F = 1.2\text{ V} \quad \text{y} \quad I_F = 4\text{ A}$$

Determine r_B.

3 Rectificadores

El diodo, utilizado como rectificador, convierte la energía de una fuente de corriente alterna (ca) en la energía de corriente directa (cd) que se requiere para la operación de los circuitos electrónicos. Los circuitos rectificadores más comunes son el rectificador de media onda (Sec. 3-1), el rectificador de onda completa (Sec. 3-2) y el puente rectificador (Sec. 3-3). La mayoría de los circuitos rectificadores cuentan con un filtro capacitivo para suavizar la forma de onda de la señal rectificada (Sec. 3-4) pero en algunas de sus aplicaciones en alta potencia usan arreglos de filtros mucho más complejos (Sec. 3-5). Un multiplicador de voltaje (Sec. 3-6) puede utilizarse para obtener voltajes altos de corriente continua. El rectificador en derivación (Sec. 3-7), a menudo llamado cambiador de nivel, es muy empleado como circuito formador de ondas.

Sección 3-1 El rectificador de media onda

En la Fig. 3-1*a*, se han conectado en serie, un diodo ideal de propósito general, una resistencia de carga R_L y una fuente de potencia de ca. A este circuito se le llama *rectificador de media onda*. La forma de onda de la fuente v es senoidal y tiene un valor pico de V_m volts y un valor eficaz o rms de valor V volts. Cuando el punto m es positivo con respecto a n el material tipo P (el ánodo) del diodo es positivo con respecto al material tipo N (el cátodo). Esto es una polarización directa, y la corriente fluye a través de todo el circuito serie. La corriente desarrolla una caída de voltaje a través de la resistencia de carga con la polaridad mostrada en el diagrama del circuito. Cuando el punto n es positivo con respecto al punto m, el material tipo N (el cátado) del diodo es positivo con respecto al material tipo P (el ánodo). Esta es una condición de polarización inversa, y no puede fluir la corriente en el circuito. En este caso, todo el voltaje aparece a través del diodo. Así, el único voltaje que puede existir a través de la resistencia de carga existe cuando m es positiva. El diodo es el *rectificador*. Un rectificador es un dispositivo o circuito que hace unidireccional la corriente o el voltaje de una fuente de corriente alterna.

Puesto que el rectificador de media onda es un circuito serie, la corriente en el diodo y en la carga es la misma (Fig. 3-1*c*). La forma de onda del voltaje en la carga v_L es la mitad positiva de la onda senoidal del voltaje de la fuente, Fig. 3-1*d*. Estas dos formas de onda están relacionadas por la ley de Ohm en cada instante de tiempo.

$$v_L = R_L i_L \tag{3-1}$$

De acuerdo con la ley de voltaje de Kirchhoff, la caída de voltaje a través de la carga más la caída de voltaje a través del diodo deben sumarse para igualar el voltaje de la fuente. Así, si restamos la forma de onda del voltaje en la carga de la forma de onda del voltaje de la fuente, obtenemos la forma de onda del voltaje en el diodo (Fig. 3-1*e*). El máximo voltaje en el diodo en la dirección inversa es conocido como *voltaje de pico inverso* (PIV). El PIV, también se conoce como *voltaje de pico en reversa* (PRV). El voltaje inverŝo de ruptura BV_R del diodo debe ser mayor que el *voltaje pico inverso* o el diodo fallará en el circuito.

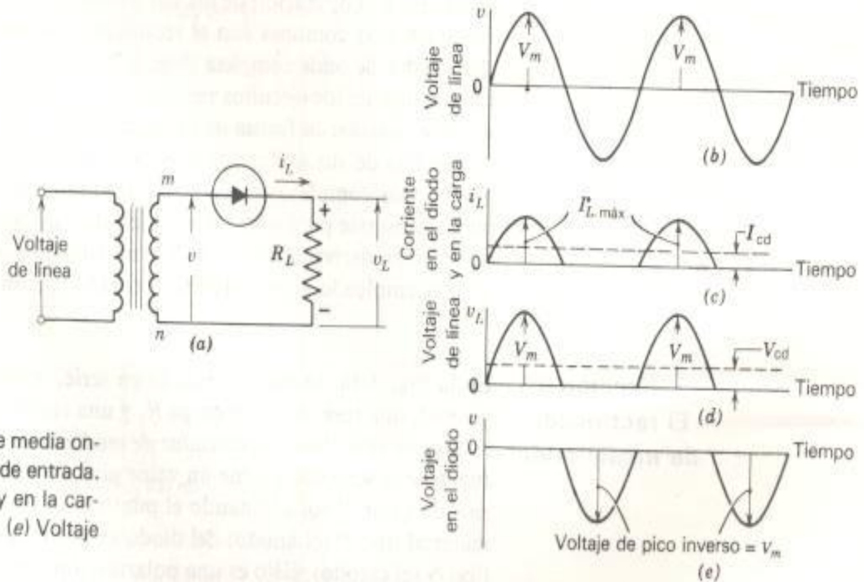


Fig. 3-1 El rectificador de media onda (*a*) Circuito. (*b*) Voltaje de entrada. (*c*) Corriente en el diodo y en la carga. (*d*) Voltaje en la carga. (*e*) Voltaje en el diodo.

El voltaje pico en la carga es el voltaje pico en la fuente, V_m. Luego, de acuerdo con la ley de Ohm, la corriente pico en la carga (y en el diodo) $I_{L,\text{máx}}$ es V_m/R_L. Por medio del cálculo, podemos mostrar que el valor promedio de la mitad de una onda senoidal en un ciclo *completo* de ca es el valor pico dividido entre π. Así, el voltaje promedio en la carga, el cual es el voltaje de cd de la carga, es el valor pico del voltaje de la línea dividido entre π.

$$\boxed{V_{cd} = \frac{V_m}{\pi}} \tag{3-2a}$$

Recordando que los valores pico y eficaces están relacionados por $\sqrt{2}$ para formas de onda sinusoidales,

$$V_m = \sqrt{2}V$$

tenemos

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} = 0.318V_m = 0.450V \qquad (3\text{-}2b)$$

y

$$I_{cd} = \frac{I_{L,\,\text{máx}}}{\pi} = \frac{V_m}{\pi R_L} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi R_L} = \frac{V_{cd}}{R_L} = 0.318 I_m = 0.450\frac{V}{R_L} \qquad (3\text{-}2c)$$

Si se cambia el valor de la resistencia de la carga R_L, el único cambio en las formas de onda es un cambio en la amplitud de la corriente.

En la discusión del rectificador de media onda, supusimos que el elemento rectificador es un diodo ideal de propósito general. Para un diodo real, encontramos que hay un valor específico de V_F dado por el fabricante. Si consideramos V_F, debemos modificar la forma de onda del voltaje en el diodo, Fig. 3-1*e*, mostrando una pequeña caída de voltaje diferente de cero cuando el diodo está polarizado directamente. En consecuencia, la forma de onda del voltaje en la carga se reduce en esta misma cantidad. La corriente en el diodo y en la carga, se reduce ligeramente. En la mayoría de los circuitos rectificadores prácticos, no tomamos en cuenta esta corrección por completo, ya que V_m es mucho mayor que V_F.

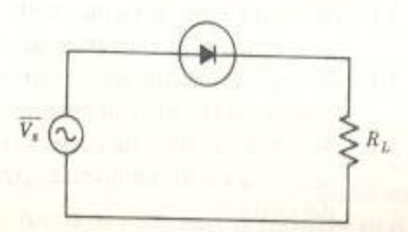
Una comparación de las formas de onda del voltaje en la carga (Fig. 3-1*d*) con la del voltaje aplicado (Fig. 3-1*b*) muestra que hay un pulso de voltaje en la carga por cada ciclo completo de ca del voltaje aplicado. Además, la frecuencia fundamental en la salida es la frecuencia de la fuente.

Cuando se utiliza un diodo en un circuito rectificador de media onda con una carga resistiva, tres especificaciones deben considerarse para el diodo:

1. El valor pico de la corriente en el diodo es el valor pico de la corriente en la carga.
2. El valor de la corriente promedio en el diodo es el valor de la corriente promedio en la carga.
3. El voltaje pico inverso en el diodo, es el voltaje pico de la fuente de ca.

El valor especificado del secundario del transformador es el máximo valor de corriente de cd en la carga.

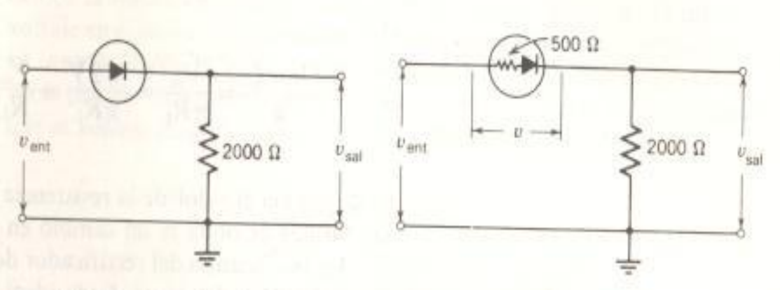
Problemas



Circuito para los Probs. 3-1.1 y 3-1.2.

3-1.1 El voltaje de la fuente V_s es 12 V rms y el valor especificado de corriente del diodo es 1.2 A. Suponiendo que fluye en el diodo la corriente especificada. ¿Cuál es el valor de R_L y cuál es el valor de la corriente de cd en R_L?

3-1.2 El voltaje de la fuente V_s para el circuito rectificador es de 1200 V rms y la potencia promedio de cc deseada en R_L es de 100 W. Determine el valor de R_L y la cc en R_L.



Circuito para el Prob. 3-1.5.

Circuito para el Prob. 3-1.6.

3-1.3 Si una fuente de 60 Hz es la entrada a un circuito rectificador de media onda que proporciona 100 W a 20 V a una carga resistiva. Determine el valor de la fuente de voltaje, la corriente en la carga y el valor de la resistencia de carga.

3-1.4 La carga en un circuito rectificador de media onda es 5 W a 5000 V. Determine el valor del voltaje de pico, el valor del voltaje eficaz o rms, y el valor de la corriente pico de la fuente.

3-1.5 Si el voltaje de entrada es

$$v_{ent} = 100 \cos 377t$$

Represente en forma gráfica y dé las medidas de la característica entrada-salida que muestra en la gráfica a v_{sal} contra v_{ent}. El diodo es ideal.

3-1.6 Si el voltaje de entrada es

$$v_{ent} = 100 \cos 377t$$

Represente en forma gráfica y dé las medidas de la característica entrada-salida que muestra en la gráfica a v_{sal} contra v_{ent}. Proceda de la misma manera con dos ciclos completos de la forma de onda del voltaje v.

3-1.7 Si se abre el diodo en un circuito rectificador de media onda, ¿cuál es el efecto en la operación del circuito?

3-1.8 Si pone en cortocircuito el diodo en un rectificador de media onda, ¿cuál es el efecto en la operación del circuito?

3-1.9 Si cuando se arma un circuito rectificador de media onda, el diodo se coloca en forma inversa. ¿Qué efecto produce en la operación del circuito?

Sección 3-2 El rectificador de onda completa

En un circuito *rectificador de onda completa* (Fig. 3-2*a*) el secundario del transformador tiene una derivación central *b*, la cual es el punto común de retorno para el circuito rectificador. El voltaje en el secundario, se mide del punto *b* al punto *c* y del punto *b* al punto *a* y no desde el punto *c* al punto *a*. El voltaje en el devanado del secundario del transformador, en una aplicación como la de este circuito se especifica, por ejemplo, 35-0-35 V. Esto significa que del punto *b* al punto *a* tenemos 35 V rms, y del punto *b* al punto *c* la lectura de voltaje también es 35 V rms. Entre los puntos *c* y *a* la diferencia de potencial es de 70 V rms. Este transformador también puede especificarse como de "70 V con derivación central".

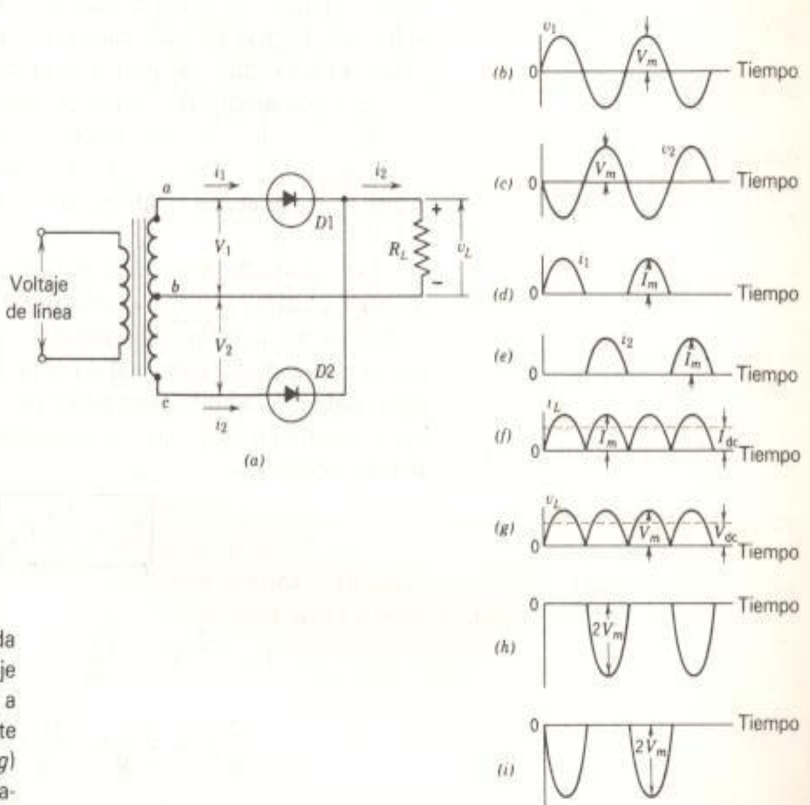


Fig. 3-2 El rectificador de onda completa. (*a*) Circuito. (*b*) Voltaje aplicado a *D*1. (*c*) Voltaje aplicado a *D*2. (*d*) Corriente en *D*1. (*e*) Corriente en *D*2. (*f*) Corriente en la carga. (*g*) Voltaje en la carga. (*h*) Voltaje a través de *D*1. (*i*) Voltaje a través de *D*2.

Cuando el voltaje en el punto *a* es positivo con respecto al punto *b*, el voltaje en el punto *c* es negativo con respecto al punto *b*. Cuando el voltaje en el punto *c* es positivo con respecto al punto *b*, el punto *a* es negativo con respecto al punto *b*. Consecuentemente, el voltaje aplicado al diodo *D2* está 180° fuera de fase con respecto al voltaje aplicado al diodo *D*1. La forma de onda del voltaje aplicado al diodo *D*1 se muestra en la Fig. 3-2*b* y la forma de onda del voltaje aplicado al diodo *D2* en la Fig. 3-2*c*. La corriente en el diodo *D*1 (Fig. 3-2*d*) presenta la misma forma de onda que para el rectificador de media onda. También tenemos esta misma forma de onda para la corriente en el diodo *D2* (Fig. 3-2*e*), pero con una

diferencia de 180° en la fase. La forma de onda de la corriente en la carga es la suma de estas dos formas de onda (Fig. 3-2*f*). Decimos que el diodo *D*1 rectifica la mitad superior de la forma de onda de la señal de ca y que el diodo *D*2 rectifica la mitad inferior. La forma de onda del voltaje en la carga (Fig. 3-2*g*) tiene la misma proporción que la forma de onda para la corriente en la carga.

En el instante en que el voltaje aplicado al diodo *D*1 es el voltaje de pico positivo $+V_m$, el voltaje instantáneo en la carga es $+V_m$. En este mismo instante, el voltaje en el ánodo del diodo *D*2 es $-Vm$. Puesto que el cátodo del diodo *D*2 está conectado a la carga, hay un voltaje de pico inverso a través del diodo *D*2 igual a $+Vm-(-Vm)$ o 2 Vm volts. De manera similar, el voltaje de pico inverso a través del diodo *D*1 es 2 Vm volts. Las formas de onda para los voltajes a través de los diodos que muestran los voltajes de pico inverso se dan en las Figs. 3-2*h* y 3-2*i*.

Una comparación de la forma de onda del voltaje en la carga (Fig. 3-2*g*) con la forma de onda del voltaje aplicado (Fig. 3-2*b*) nos muestra que hay dos pulsos de voltaje en la carga para cada ciclo de la señal de ca. Además, la frecuencia fundamental en la salida es el doble de la frecuencia de la fuente.

Los valores de la corriente en la carga y del voltaje de cc a través de la carga, pueden obtenerse a partir de los resultados obtenidos en el rectificador de media onda utilizando el teorema de superposición. Los valores para el diodo *D*1 están dados por las Ecs. 3-2*a* y 3-2*b*. Los valores para el diodo *D*2, también están dados por dichas ecuaciones. Luego, la suma introduce un factor de 2 en las ecuaciones obtenidas para el rectificador de media onda.

$$\boxed{V_{cd} = \frac{2}{\pi} V_m} \tag{3-3a}$$

$$V_{cd} = \frac{2}{\pi} V_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V = 0.636\, V_m = 0.900\, V \tag{3-3b}$$

$$I_{cd} = \frac{2}{\pi} I_m = \frac{2}{\pi}\frac{V_m}{R_L} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\frac{V}{R_L} = \frac{V_{dc}}{R_L} = 0.636 \frac{V_m}{R_L}$$
$$= 0.900 \frac{V}{R_L} \tag{3-3c}$$

donde

$$V_m = \sqrt{2}\, V$$

Hay tres parámetros a especificar para cada diodo utilizado en un rectificador de onda completa con carga resistiva.

1. La corriente pico en el diodo es la corriente pico en la carga.
2. La corriente promedio en el diodo es la mitad de la corriente promedio en la carga.

3. El voltaje pico inverso en el diodo es el doble del voltaje pico del transformador, medido éste, entre la derivación central y cualquiera de sus terminales.

La especificación de corriente del secundario del transformador es la máxima corriente de cd (valor promedio) permisible en la carga.

Problemas

3-2.1 Se utiliza un transformador de 117 V en el primario y 275-0-275 V en el secundario para alimentar un circuito rectificador de onda completa que tiene una carga resistiva de 10 KΩ. Determine el voltaje y la corriente en la carga.

3-2.2 Resuelva el Prob. 3-2.1 para un transformador de 350-0-350 V en su secundario y una carga de 2000 Ω.

3-2.3 Se utiliza un rectificador de onda completa para alimentar una carga cuya corriente de cd es de 5 A y su voltaje es 20 V. ¿Cuáles son las especificaciones del transformador si es alimentado con 117 V rms?

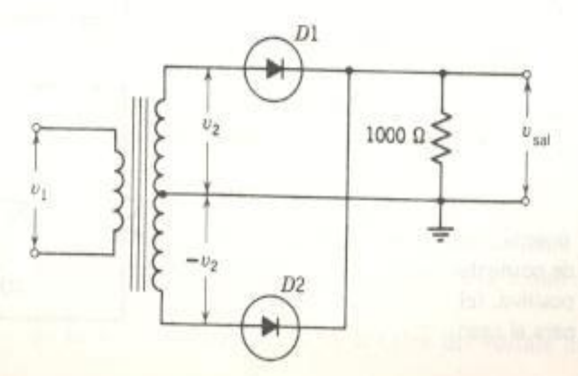
3-2.4 Resuelva el Prob. 3-2.3 para una corriente de carga de 250 mA y un voltaje de carga de 30 V.

3-2.5 Si los voltajes v_1 y v_2 son 60 cos 377t cada uno. Represente en forma gráfica y dimensione la característica entrada-salida que muestra en la gráfica a v_{sal} contra v_{ent}.

3-2.6 Si se abre el diodo *D*1, ¿cuál es el efecto en la operación del circuito?

3-2.7 Si el diodo *D*1 se pone en cortocircuito, ¿cuál es el efecto en la operación del circuito?

3-2.8 Si cuando se arma el circuito, *D*1 se conecta inversamente. ¿Cuál es el efecto en la operación del circuito?



Circuito para los Problemas

Sección 3-3 El rectificador puente

El circuito rectificador de onda completa, requiere una derivación central en la fuente de voltaje alterno que se va a rectificar. En muchas aplicaciones, se requieren las ventajas que da el rectificador de onda completa al entregar un voltaje de cd mayor a la salida, pero la fuente carece de una derivación central. Entonces se utiliza el *rectificador puente* de la Fig. 3-3*a* para resolver el problema.

Se puede entender la operación del rectificador puente considerando los dos circuitos mostrados en las Figs. 3-3*b* y 3-3*c*. Cuando la terminal *b* es positiva y la terminal *c* es negativa, hay una trayectoria para el flujo de la corriente que va de *b* hacia *a* a través del diodo *D*1, de *a* hacia *d* a través de la resistencia de carga R_L y de *d* a *c* a través del diodo *D*2. Los diodos *D*4 y *D*3 se oponen al flujo de la corriente. Cuando la terminal *c* es positiva y la terminal *b* es negativa, lo cual sucede en el siguiente medio ciclo, hay una trayectoria para el flujo de la corriente, que va de *c* hacia *a* a través del diodo *D*3, de *a* hacia *d* a través de la resistencia de carga R_L y de *d* hacia *b* a través del diodo *D*4. En este caso, los diodos *D*1 y *D*2 se oponen al flujo de la corriente. En cada uno de estos dos casos, la corriente fluye de *a* hacia *d* a través de la resistencia de carga R_L. Así, hay dos pulsos de corriente de cd en R_L por cada ciclo completo de la fuente de ca. Con lo que se realiza la rectificación de onda completa.

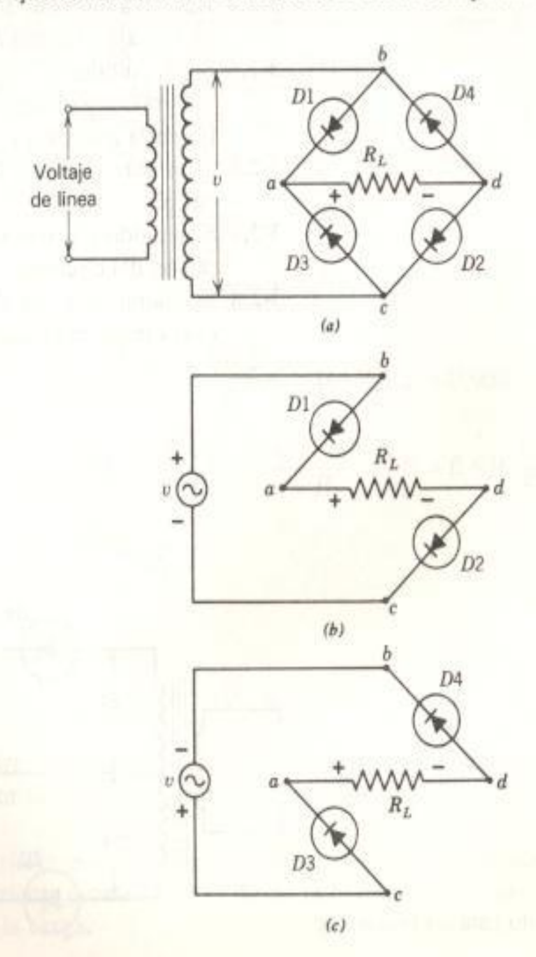


Fig. 3-3 El rectificador puente. (*a*) Circuito. (*b*) Trayectoria de corriente para el caso en que *b* es positivo. (*c*) Trayectoria de corriente para el caso en que *c* es positivo.

Refiriéndonos a la Fig. 3-3a. Cuando la terminal b es positiva y la terminal c es negativa, los diodos $D1$ y $D2$ conducen. Si los diodos son ideales, la caida de voltaje cuando están polarizados directamente es cero. Entonces, podemos considerar a la terminal b en cortocircuito con la terminal a y la terminal d en cortocircuito con la terminal c. Podemos notar que ambos diodos, tanto el $D4$ como el $D3$, están en paralelo con la carga. Para cada diodo ($D3$ y $D4$), el voltaje en la carga es un voltaje que los polariza inversamente. En consecuencia, el voltaje pico inverso en dichos diodos es el voltaje pico de la fuente, V_m. Con la misma lógica, podemos mostrar que el voltaje pico inverso en el diodo $D1$ y en el diodo $D2$ también es V_m y se presenta cuando la terminal c es positiva y la terminal b es negativa.

Este rectificador es un circuito rectificador de onda completa en el cual hay dos pulsos de corriente en la carga por cada ciclo de ca. Además, la frecuencia fundamental en la carga es el doble de la frecuencia de la fuente de ca.

El valor pico de la fuente de voltaje de ca es el valor pico del voltaje de cd en la carga. Por lo tanto, las ecuaciones para el voltaje y la corriente en la carga son:

$$V_{\text{cd}} = \frac{2}{\pi} V_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V = 0.636\, V_m = 0.900\, V \qquad (3\text{-}4a)$$

$$I_{\text{cd}} = \frac{2}{\pi} I_m = \frac{2}{\pi} \frac{V_m}{R_L} = \frac{2\sqrt{2}\, V}{\pi R_L} = \frac{V_{\text{cd}}}{R_L} = 0.636 I_m = 0.900 I \qquad (3\text{-}4b)$$

En ambos circuitos, el rectificador de media onda (Fig. 3-1a) y el rectificador de onda completa (Fig. 3-2a), hay una conexión común entre el transformador (la fuente de ca) y la carga de cd. En el rectificador puente (Fig. 3-3a), no hay una terminal de conexión entre el transformador (la fuente de ca) y la carga de cd. En muchas aplicaciones, se requiere una terminal de conexión entre la fuente de ca y la carga de cd. Este requerimiento elimina el uso del rectificador puente. Por otro lado, en muchas aplicaciones, no se tiene disponible una derivación central en la fuente de ca. Bajo esta condición, se debe utilizar el rectificador puente si se requiere una rectificación de onda completa.

Cuando se usa un rectificador puente con carga resistiva, las especificaciones que se deben considerar para cada uno de los cuatro diodos son:

1. La corriente pico en los diodos es la corriente pico en la carga.
2. La corriente promedio en el diodo es la mitad de la corriente promedio en la carga.
3. El voltaje pico inverso es el valor del voltaje de la fuente de ca.

Problemas

3-3.1 Un transformador de 117 V en el devanado primario y 250 V en el devanado secundario se usa en rectificador puente para alimentar una resistencia de carga de 10 kΩ. Determine el voltaje y la corriente de la carga, y la corriente y la potencia de entrada en el transformador.

3-3.2 Resuelva el Prob. 3-3.1 para un devanado secundario de 5000 V y una resistencia de carga de 200 000 Ω.

3-3.3 Se usa un rectificador puente para alimentar una carga de cd con 20 A a 20 V de una fuente de 117 V. ¿Cuáles son los valores nominales del transformador de potencia requerido?

3-3.4 Resuelva el Prob. 3-3.3 si la carga de cd es de 100 W a 117 V.

3-3.5 Si cuando se arma el circuito de la Fig. 3-3*a*, se conecta al puente, accidentalmente, en forma inversa, el diodo *D*1. ¿Qué sucede?

3-3.6 Repita el Prob. 3-3.5 si el diodo conectado en forma inversa es el diodo *D*4 en vez del diodo *D*1.

3-3.7 Si el rectificador puente de la Fig. 3-3*a*, está en operación y el diodo *D*1 falla y como resultado queda como un circuito abierto. ¿Cuál es el efecto de esta falla en la operación del circuito?

3-3.8 Repita el Prob. 3-3.7 si el diodo que falla es el *D*1 y queda en cortocircuito.

Sección 3-4 El filtro capacitivo

En la Fig. 3-4*a* se muestra un filtro capacitivo sencillo con un circuito rectificador de media onda. Durante el medio ciclo positivo el capacitor se carga en el intervalo de tiempo entre *a* y *b* (Fig. 3-4*b*). Cuando la onda de ca aplicada cae a un valor menor que el voltaje continuo en el capaci-

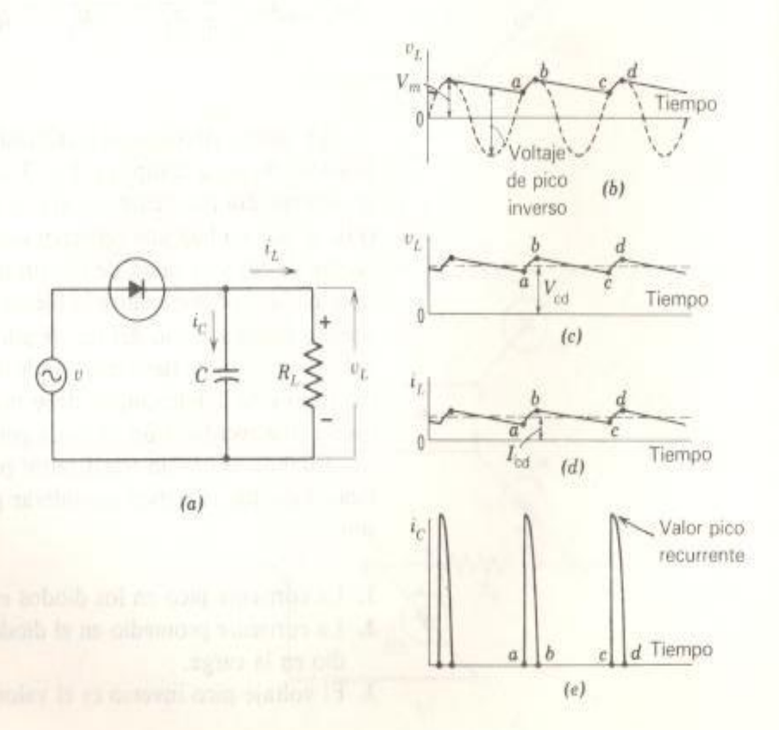


Fig. 3-4 Rectificador de media onda con filtro capacitivo. (*a*) Circuito. (*b*) Acción del capacitor. (*c*) Voltaje en la carga. (*d*) Corriente de la carga. (*e*) Corriente del diodo.

tor, punto b, cesa la corriente de carga del diodo y la corriente de la carga continúa fluyendo por la acción de descarga del capacitor del filtro en el intervalo de b a c. Justo después del punto c, el voltaje de la fuente que va en aumento, excede otra vez el voltaje del condensador y se vuelve a cargar el condensador del filtro. La forma de onda del voltaje en la carga (Fig. 3-4c) es también la forma de onda del voltaje en el condensador. El voltaje pico inverso se muestra en la Fig. 3-4b. Cuando se usa un filtro capacitivo, el voltaje pico inverso es, efectivamente, el doble del voltaje pico en la fuente o 2 Vm. La corriente en la carga (Fig. 3-4d) tiene la misma forma que la forma de onda del voltaje en la carga, ya que la carga es resistiva.

El diodo puede conducir sólo durante el tiempo de recarga del condensador, de a a b y de c a d. Por consiguiente, la corriente del diodo tiene la forma de pulsos cortos (Fig. 3-4e). El área bajo la curva de la corriente de la carga (Fig. 3-4d) debe ser igual al área bajo la curva de la corriente del diodo (Fig. 3-4e), puesto que la carga total entregada al condensador durante el tiempo de recarga, es entregada a la carga como la corriente de carga cuando el capacitor se descarga. Esta aseveración tiene un pequeño error de que cuando el diodo está recargando al condensador, también al mismo tiempo suministra corriente a la carga. Sin embargo, la discusión de la operación de la mayoría de los circuitos rectificadores se simplifica si se separan los dos conceptos y se supone que la única función del diodo es recargar el capacitor del filtro y la única función del capacitor del filtro es proporcionar corriente a la carga por medio de su descarga. La corriente en el diodo toma la forma de pulsos de duración corta. Si se fija la corriente en la carga y si se incrementa el tamaño del capacitor, los pulsos de la corriente del diodo se vuelven muy angostos y con una amplitud muy grande. Es necesario limitar la corriente pico a un valor seguro colocando una resistencia entre el diodo y la fuente del voltaje de línea.

La forma de onda del voltaje en la carga (la forma de onda del voltaje en el capacitor) mostrada en la Fig. 3-4b (y Fig. 3-4c) se muestra con mayor detalle en la Fig. 3-5.

El voltaje en la carga cae de b a c y de d a e con una razón de descarga determinada por la constante de tiempo del capacitor del filtro y la resistencia de carga R_LC. El capacitor es recargado por el diodo del punto a al

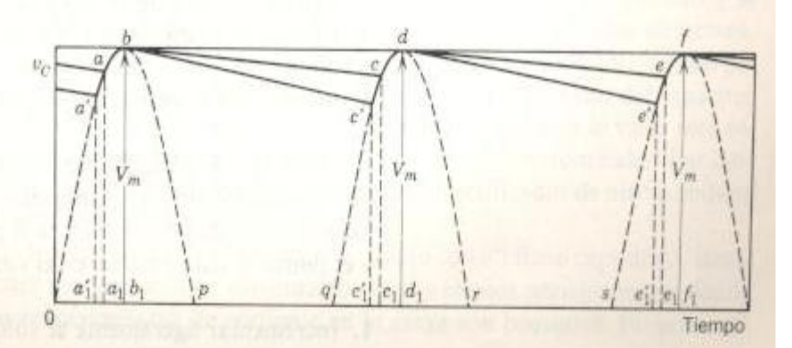


Fig. 3-5 Formas de onda del voltaje para diferentes valores de carga.

punto b, y del punto c al punto d, y del punto e al punto f. La corriente en el diodo fluye del tiempo a_1 al tiempo b_1, del tiempo c_1 al tiempo d_1 y del tiempo e_1 al tiempo f_1. La forma de onda del voltaje en la carga es la línea sólida.

$$a\text{-}b\text{-}c\text{-}d\text{-}e\text{-}f$$

El valor promedio o valor de cd del voltaje en la carga es ligeramente menor que el valor pico Vm. La distancia vertical entre a y b (o entre c y d o entre e y f) es el voltaje de rizado de pico-a-pico en la salida del circuito rectificador.

Cuando se incrementa la demanda de corriente del circuito rectificador, se reduce el valor de R_L. El valor de la constante de tiempo, R_LC también disminuye y el capacitor descarga más rápidamente. Para este caso, el voltaje en la carga está dado por la forma de onda.

$$a'\text{-}b\text{-}c'\text{-}d\text{-}e'\text{-}f$$

El valor promedio del voltaje en la carga es un poco menor que en el primer caso. Se incrementa el valor de pico-a-pico del voltaje de rizado. El incremento en la demanda de corriente de carga ocasiona un incremento en el intervalo del tiempo de conducción del diodo—de a_1-b_1 a a_1'-b_1, de c_1-d_1 a c_1'-d_1 y de e_1-f_1 a e_1'-f_1.

Considere una condición inicial para la que la forma de onda del voltaje en la carga es

$$a'\text{-}b\text{-}c'\text{-}d\text{-}e'\text{-}f$$

Ahora, si el tamaño del capacitor del filtro se incrementa, la forma de onda del voltaje en la carga se convierte en

$$a\text{-}b\text{-}c\text{-}d\text{-}e\text{-}f$$

Este incremento en el tamaño del capacitor:

1. Incrementa el voltaje de cd de la carga hacia el valor límite V_m.
2. Reduce el valor de pico-a-pico del voltaje de rizado.
3. Reduce el tiempo del flujo de los pulsos de corriente a través del diodo.
4. Incrementa la corriente pico en el diodo.

La Fig. 3-5 se dibujó para un rectificador de media onda. Si se usara un rectificador de onda completa, la Fig. 3-5 se modificaría dibujando mitades de onda positivas entre el punto p y el punto q y entre el punto r y el punto s. Este cambio en el circuito deberá:

1. Incrementar ligeramente el voltaje de cd en la carga hacia V_m.

2. Reducir el voltaje de rizado por un valor de 2.
3. Aumentar al doble la frecuencia del voltaje de rizado.
4. Reducir la corriente individual de los diodos por 2.
5. No hacer cambio en el voltaje pico inverso en los diodos (2 V_m para el circuito rectificador de media onda y para el de onda completa).

Es importante recordar que las ecuaciones desarrolladas para el circuito rectificador de media onda en la Sec. 3-1, para el circuito rectificador de onda completa en la Sec. 3-2, y para el circuito rectificador puente en la Sec. 3-3 no se aplican cuando se utiliza un filtro capacitivo.

El diodo rectificador de silicio 1N1764, por ejemplo, tiene los siguientes valores nominales típicos para su uso como rectificador de media onda con un filtro capacitivo.

Voltaje de alimentación eficaz	150 V
Corriente de carga de cc	0.5 A
Corriente pico recurrente	5.0 A
Límite de sobrecorriente	35.0 A
Capacitor de entrada máximo	250 μF

Suponga que la potencia de entrada de ca al circuito rectificador de media onda está desconectada, y que el capacitor está por completo descargado. Ahora, el circuito se conecta en el instante en que el voltaje de entrada a la fuente está en su valor pico positivo. El capacitor descargado actúa como un cortocircuito y la *sobrecorriente* es limitada solamente por la resistencia de cd del circuito. El diodo utilizado en la Fig. 3-6 tiene un *límite de sobrecorriente* de 35 A. Si el valor del voltaje pico entrante es de $150\sqrt{\ }$ o 212 V, la resistencia de cd requerida para limitar la sobrecorriente a 35 A es 212/35 o 6.1 Ω. El procedimiento común es poner una resistencia entre la fuente y el diodo. En la Fig. 3-6 el valor usado es el valor comercial más próximo, 6.2Ω. La corriente de cd máxima en el circuito es 0.5 A. La potencia nominal de la resistencia, sin considerar el factor de desviación es:

$$P = I^2R = 0.5^2 \times 6.2 = 1.6 \text{ W}$$

Si se desarrolla un cortocircuito en el capacitor o en la carga, esta resistencia servirá como un dispositivo de protección para el circuito y se quemará impidiendo que la sobrecorriente dañe a los demás elementos.

Las características dadas en la Fig. 3-6 para el diodo 1N1764 son para las condiciones de operación existentes. El mayor valor del capacitor del filtro que puede utilizarse, es 250 μF para conservar el valor pico recurrente de la corriente del diodo dentro de los 5-A nominales. Las curvas típicas para este diodo, utilizado como rectificador de media onda se muestran en la Fig. 3-6.

Un rectificador de media onda, usado con un filtro capacitivo, suministra una potencia de alimentación que se emplea principalmente donde los requerimientos de corriente en la carga son pequeños. Proporciona

una solución de costo bajo y peso ligero para el problema de filtrado. Tiene la desventaja que el voltaje de cd en la salida, disminuye con un aumento en la carga y que el porcentaje de rizado se incrementa bruscamente con el aumento de la carga.

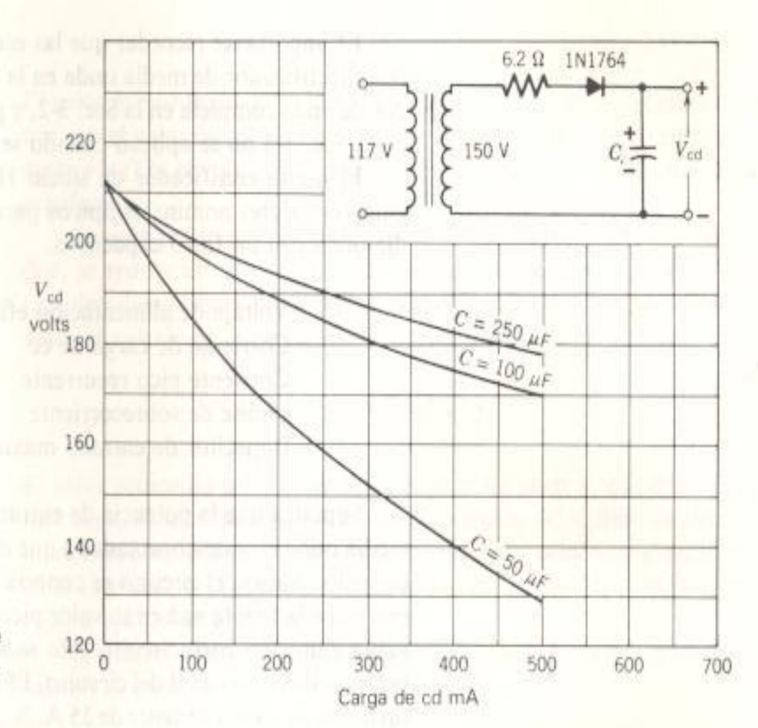


Fig. 3-6 Características de carga de un rectificador típico con filtro capacitivo. (Cortesía de RCA.)

Sección 3-5 Filtros complejos

En la mayoría de las aplicaciones un rectificador de onda completa que utiliza un solo capacitor como filtro alimenta a un circuito regulador de voltaje. Los reguladores de voltaje se examinan en el Cap. 20. Un regulador de voltaje puede reducir el rizo en el voltaje de la salida a un nivel medido de milivolts o microvolts.

En muchas aplicaciones, sin embargo, se cuenta con una red de capacitores e inductores para reducir el rizado a un valor aceptablemente bajo.

En la Fig. 3-7*a* se muestra un rectificador de onda completa que utiliza una inductancia como parte de la red del filtro. El filtro presentado de combinación *LC*, se le llama ya sea *filtro L* o *filtro con inductancia de entrada*. La acción de la inductancia es almacenar energía en su campo magnético y liberarla uniformemente a la carga.

Cuando la inductancia es muy pequeña o cuando la corriente en la carga es muy pequeña, el reactor no libera la corriente en todo el ciclo. Hay intervalos en el ciclo, *ab* y *cd* (Fig. 3-7*b*), en que la corriente de la inductancia es cero. En estos momentos, todo el filtro actúa como si fuera un filtro capacitivo. El voltaje en la carga cae de *A* a *B* (Fig. 3-8) con un incremento en la corriente de 0 a *B'*. En *B* se alcanza un valor crítico. En este valor crítico, las distancias *ab* y *cd* (Fig. 3-7*b*) son exactamente cero.

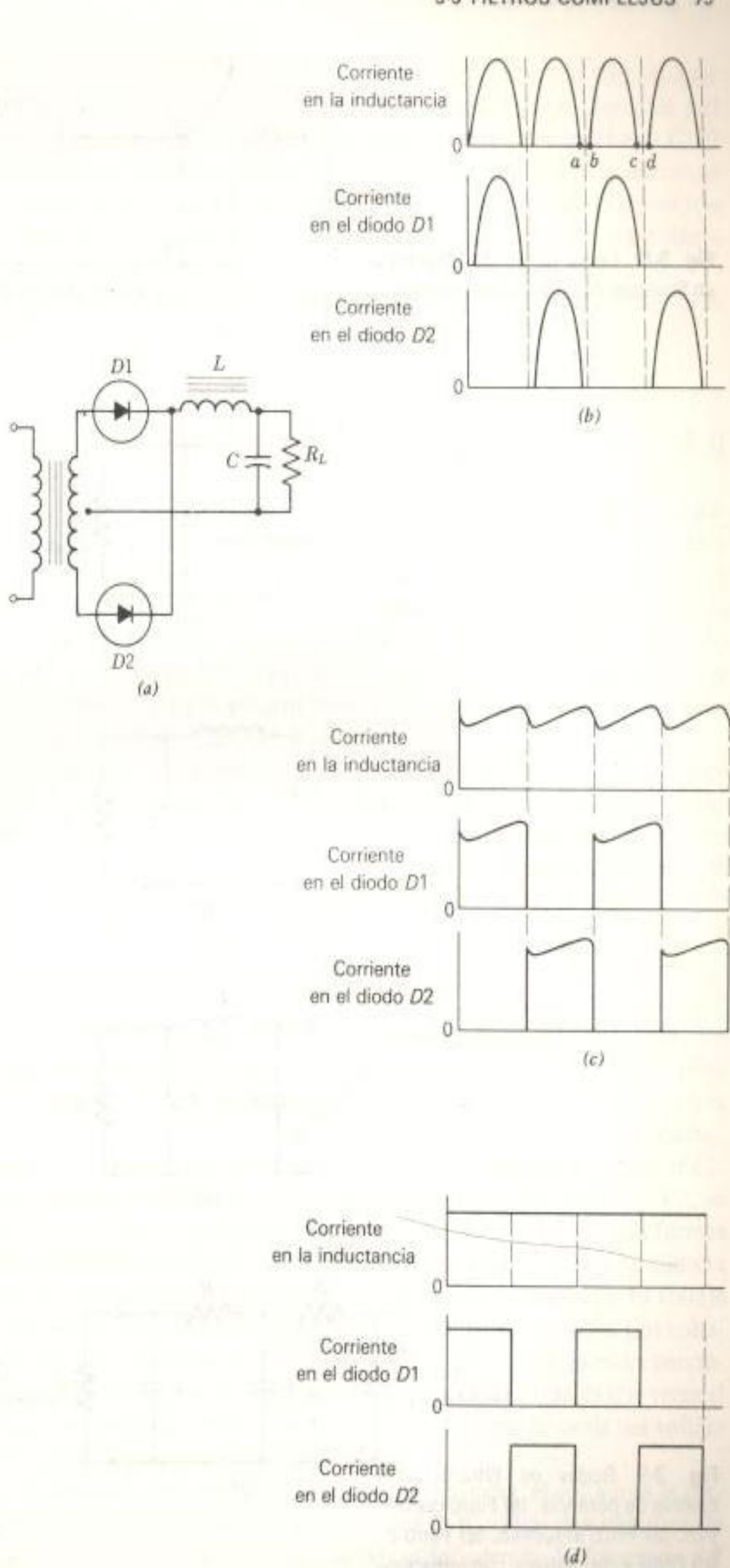


Fig. 3-7 Formas de onda para el filtro con inductancia de entrada. (*a*) Circuito. (*b*) Inductancia pequeña. (*c*) Inductancia normal. (*d*) Inductancia infinita.

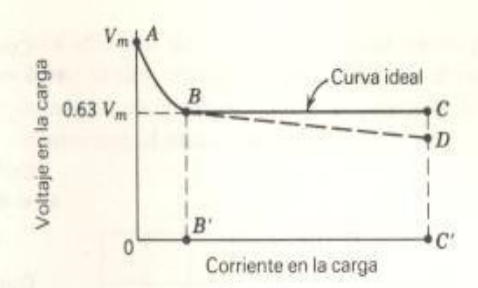


Fig. 3-8 Curva de carga ideal para un filtro con inductancia en la entrada.

Fig. 3-9 Redes de filtrado para fuentes de potencia. (*a*) Filtro capacitivo. (*b*) Filtro inductivo. (*c*) Filtro *L*. (*d*) Filtro π. (*e*) Filtro π con inductancia en la entrada. (*g*) Filtro π doble. (*h*) Filtro π doble.

Ahora, la corriente fluye por la inductancia durante todo el tiempo. Este flujo de corriente por la bobina, evita que se descargue el capacitor y el voltaje de la carga se mantiene a un valor constante desde *B* hasta *C*. El voltaje en *B* es idealmente 0.63 V_m. En las Figs. 3-7*c* y 3-7*d* se muestran las formas de onda para esta condición. En un circuito real, la resistencia de cd de la inductancia y la caída en el diodo causa que el voltaje disminuya de *B* a *D* (Fig. 3-8).

La *regulación de voltaje* es una medida del cambio del voltaje de la carga con la corriente de la carga y se define como:

$$\text{Porcentaje de regulación} \equiv \frac{\text{Voltaje en vacío} - \text{Voltaje a plena carga}}{\text{Voltaje a plena carga}} \times 100 \qquad (3\text{-}5)$$

Una *resistencia de sangría* es la que se conecta en paralelo con la carga. La sangría tiene dos propósitos en un circuito rectificador. Descarga a los capacitores cuando se apaga la fuente de alimentación, así que no se deja carga residual peligrosa en los condensadores. También el voltaje en vacío es el punto *B* y no el punto *A* en la Fig. 3-8. En el circuito rectificador con inductancia de entrada ideal podemos ver que la regulación con la resistencia de sangría es cero entre *B* y *C*, mientras que sin esta resistencia es $(V_m - 0.63\ V_m)/0.63\ V_m$ o el 58.7%.

En la Fig. 3-9 se muestran los diferentes arreglos utilizados para filtrar. La complejidad del filtro es determinada por el rizado que se desea y la regulación de carga permisible. Debe puntualizarse, otra vez, que los reguladores de voltaje se utilizan casi en exclusiva en los diseños de equipo nuevo para asegurar una señal de cd pura con un rizado insignificante.

Sección 3-6 Multiplicadores de voltaje

Se obtiene un *duplicador de voltaje de onda completa* al reemplazar dos diodos en el rectificador puente de onda completa por capacitores (Fig. 3-10*a*). Por lo general el diagrama del circuito se representa como en la Fig. 3-10*b*. El diodo *D*1 carga a C_A cuando *m* es positivo y *n* es negativo. Cuando *n* es positivo y *m* es negativo, el diodo *D*2 carga al capacitor C_B. Si la referencia es el punto *a*, y el voltaje en el condensador C_A, V_{C_A}, es positivo y el voltaje en el condensador C_B, V_{C_B}, es negativo. Estas formas de onda se muestran en la Fig. 3-10*c*. Sin embargo, la carga se conecta entre los puntos *b* y *c*. El punto *b* es la referencia para la carga. El voltaje en el punto *c*, muestra la variación del rizado total en la carga. Los voltajes en los dos capacitores, C_A y C_B, están en serie y la carga está conectada entre sus extremos. Por lo tanto, el voltaje en la carga es dos veces el voltaje en cada capacitor o, es *duplicado*. La forma de onda del voltaje en la salida se muestra en la Fig. 3-10*d*.

Cuando la corriente en la carga es muy pequeña, el voltaje en la carga es el doble del voltaje pico de la línea 2 V_m. Hay dos impulsos de corriente de carga en los capacitores por ciclo; además, la frecuencia del rizado es el doble de la frecuencia de la línea. La acción de los dos diodos en el rectificador de onda completa carga a todo el filtro dos veces cada

ciclo, mientras que la acción de carga de este circuito carga a cada capacitor una vez por ciclo, pero a diferentes tiempos. En este sentido, es un rectificador de onda completa y no un rectificador de media onda. El rizado en este circuito es mayor y la regulación es inferior que en el rectificador de onda completa equivalente. El valor nominal del voltaje pico inverso de los diodos es el doble del voltaje pico de la línea, 2 V_m. Puesto que este circuito se usa con frecuencia en una línea de ca sin ningún transformador de aislamiento, reductor, o elevador, es importante notar que no hay conexión común entre la línea y la carga. Cuando se justifica el costo de un transformador de línea, es preferible utilizar el circuito superior del rectificador de onda completa convencional.

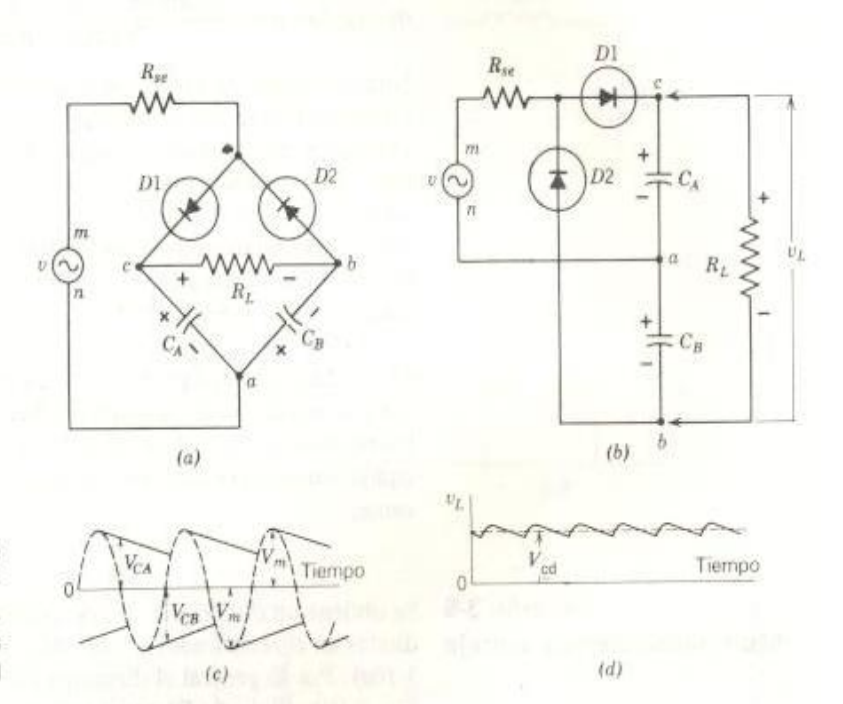


Fig. 3-10 El duplicador de voltaje de onda completa. (*a*) Circuito. (*b*) Forma alterna de representar el circuito. (*c*) Forma de onda de voltaje a través de C_A y C_B. (*d*) Forma de onda del voltaje en la salida.

En la Fig. 3-11*a* se muestra el circuito *duplicador de voltaje de media onda o doblador de voltaje en cascada*. Cuando *n* es positivo y *m* es negativo, C_A se carga a través del diodo *D*1 a un voltaje V_m, que es el voltaje pico de la línea. Esta acción se muestra en la forma de onda de la Fig. 3-11*c*. Cuando se invierte el ciclo, *n* es negativo y *m* es positivo. Ahora, el voltaje de línea *e* y el voltaje a través de C_A están en serie, sumándose. El valor máximo que puede tener esta condición es 2 V_m, y C_B se carga a 2 V_m a través del diodo *D*2 (Fig. 3-11*d*). La carga se conecta a través de C_B, recibiendo un solo pulso de carga por ciclo. La frecuencia del voltaje de rizado es la frecuencia de la línea, lo que da la base para designarlo por el término "media onda". La regulación de este circuito es muy pobre y el rizado muy alto, aún con valores medios de corriente de carga. El voltaje pico inverso en cualquiera de los dos diodos es 2 V_m. Este circuito tiene una conexión común entre la línea y la carga.

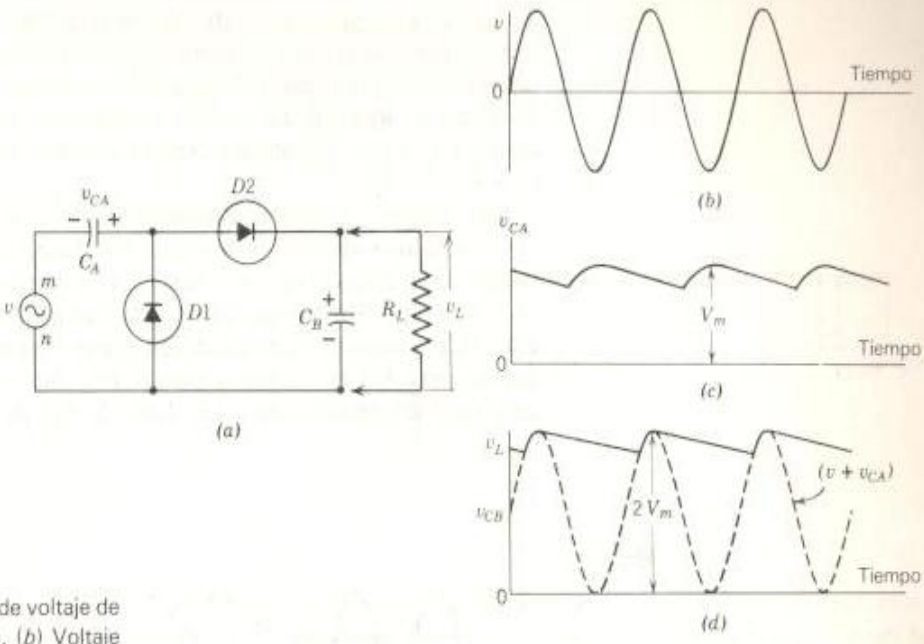


Fig. 3-11 El duplicador de voltaje de media onda. (*a*) Circuito. (*b*) Voltaje de línea. (*c*) Forma de onda a través de C_A. (*d*) Forma de onda a través de C_B.

Cuando se agrega un rectificador de media onda al duplicador de voltaje de media onda (Fig. 3-11*a*), el circuito resultante es un triplicador de voltaje, Fig. 3-12. El capacitor C_B se carga a dos veces el valor pico del voltaje de la fuente, 2 V_m. El circuito de media onda carga a C_C al voltaje pico de la línea V_m. La combinación serie de C_B y C_C da por resultado un voltaje a través de R_L de 3 V_m.

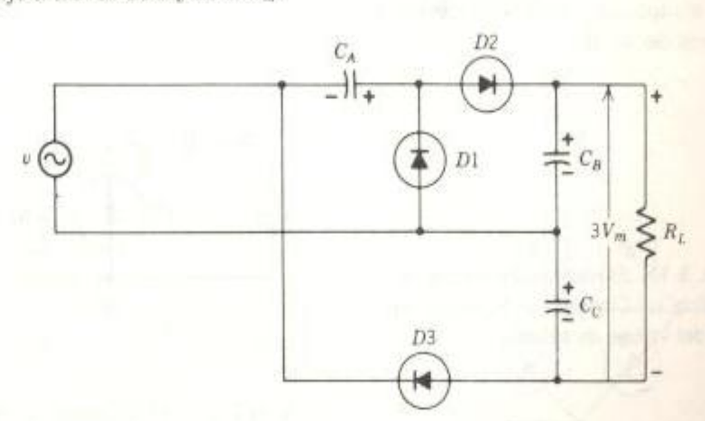


Fig. 3-12 El triplicador de voltaje.

Sección 3-7 Rectificadores en paralelo o fijadores

La Fig. 3-13*a* muestra el circuito básico del rectificador de media onda, que utiliza un capacitor como filtro. El capacitor se carga al valor pico de la fuente, V_m, Fig. 3-13*c*. El voltaje pico inverso a través del diodo es 2 V_m. La forma de onda de ca a través del diodo está dada en la Fig. 3-13*d*.

El *circuito fijador o rectificador en paralelo*, Fig. 3-14*a*, se forma intercambiando el diodo y el capacitor como se ve en la Fig. 3-13*a*. Si ahora, se pone una resistencia de carga en paralelo con el diodo. El voltaje a través de la carga está dado por la forma de onda del voltaje a través del diodo, Fig. 3-14*b*. El voltaje promedio (cd) a través de la carga y el diodo es $-V_m$.

El circuito y la forma de onda se muestran en la Fig. 3-14*a*, este circuito tiene una aplicación de particular importancia en electrónica. El voltaje de cd obtenido en este circuito, como se muestra en la Fig. 3-14*b*, es $-V_m$ volts. Este voltaje de cd se utiliza para polarizar un transistor o un FET. El voltaje de polarización es exactamente proporcional al voltaje de una señal de entrada. Cuando se utiliza este circuito para obtener un voltaje de polarización, se le llama *fijador de polarización*.

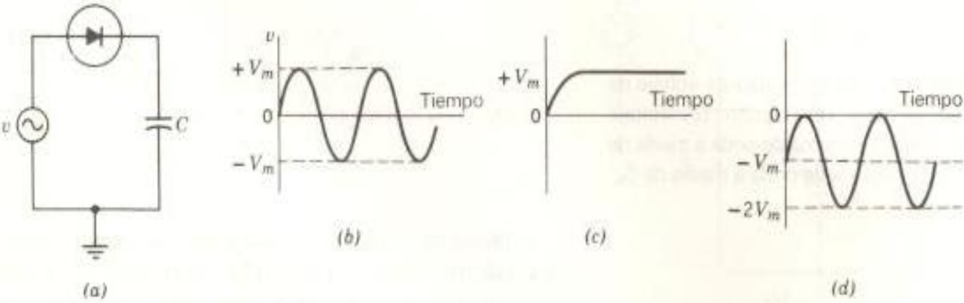


Fig. 3-13 El circuito rectificador de media onda básico. (*a*) Circuito. (*b*) Voltaje de alimentación. (*c*) Voltaje en el capacitor. (*d*) Voltaje inverso a través del diodo.

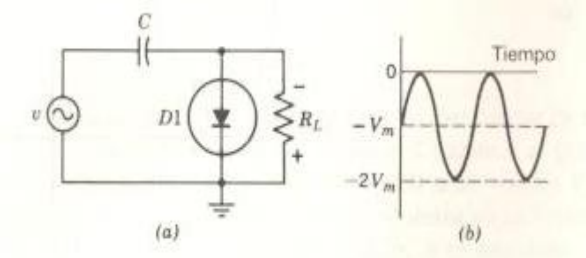


Fig. 3-14 El rectificador en paralelo básico. (*a*) Circuito. (*b*) Forma de onda del voltaje de salida.

En la Fig. 3-15 se añade un filtro *RC* al circuito rectificador en paralelo básico. El filtro R_2C_2 establece un voltaje de directa puro a través de R_L que es igual a dos veces el valor pico de la fuente de voltaje. El voltaje de cd a través de la carga, V_L, es directamente proporcional al valor pico (o al valor eficaz) de la señal de entrada *v*. Este circuito se usa a menudo en las puntas de prueba de voltímetros que son diseñados para medir voltajes de audio y radiofrecuencia sin colocar una impedancia de carga en paralelo severa sobre el circuito donde se efectúa la medición.

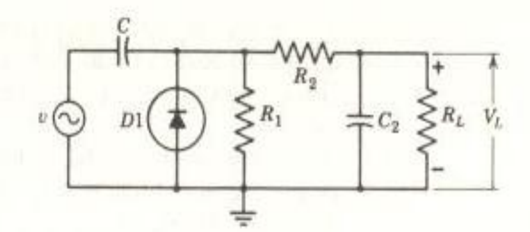


Fig. 3-15 Rectificador en paralelo con filtro a la salida.

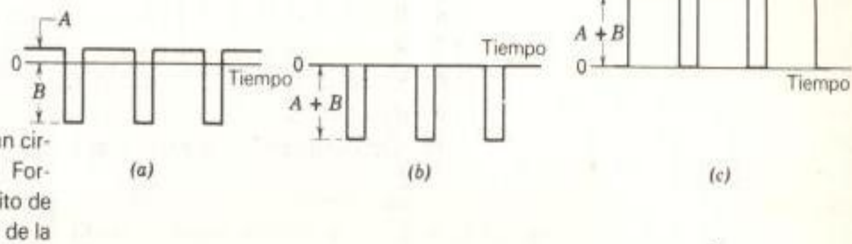
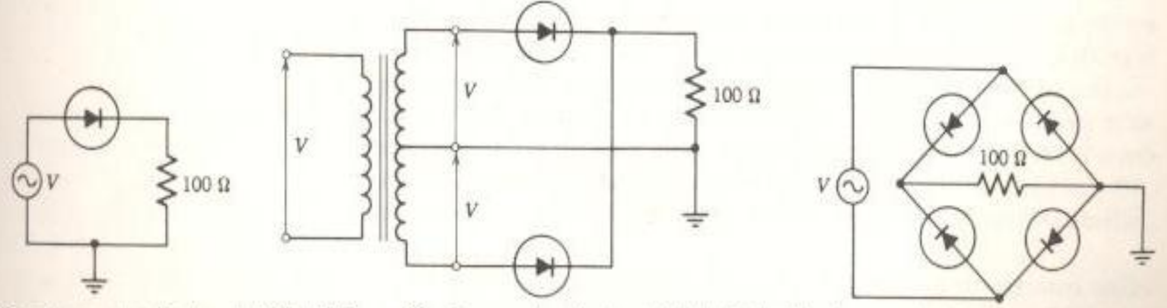


Fig. 3-16 Formas de onda de un circuito fijador. (*a*) Entrada. (*b*) Forma de onda de la salida del circuito de la Fig. 3-14*a*. (*c*) Forma de onda de la salida con el diodo invertido.

El circuito fijador es ampliamente usado en los sistemas de procesamiento de señales digitales y de video. La forma de onda mostrada en la Fig. 3-16*a* tiene ambos valores, positivos (*A*) y negativos (*B*). Cuando esta forma de onda se utiliza como señal de entrada del circuito de la Fig. 3-14*a*, la salida del circuito fijador causa que todos los valores de la señal de salida sean negativos (Fig. 3-16*b*). Cuando se invierte el diodo del circuito fijador, se obtiene la polaridad opuesta. En este caso, todos los valores de la salida (Fig. 3-16*c*) son valores positivos. Pueden usarse dos circuitos fijadores con la misma señal de entrada: uno proporcionará la señal de salida positiva mostrada en la Fig. 3-16*c* y el otro proporcionará la señal de salida negativa mostrada en la Fig. 3-16*b*.

Problemas suplementarios



Circuito para los Probs. del 3-1 al 3-3. Circuito para los Probs. del 3-4 al 3-6. Circuito para los Probs. del 3-7 al 3-9.

3-1 Si *V* es una forma de onda triangular de 50 V de pico-a-pico. Represente en forma gráfica las formas de onda para el voltaje y para la corriente en la carga. ¿Cuáles son los valores de cd para el voltaje y la corriente en la carga?

3-2 Si V es una señal de forma cuadrada de 50 V de pico-a-pico. Grafique las formas de onda del voltaje y de la corriente en la carga. ¿Cuáles son los valores de directa de la corriente y el voltaje en la carga?

3-3 Si V es una señal senoidal, y el máximo valor de corriente promedio permisible en el diodo es 1 A. ¿Cuál es el valor de pico-a-pico máximo permisible en V?

3-4 Resuelva el Prob. 3-1 para el rectificador de onda completa.

3-5 Resuelva el Prob. 3-2 para el rectificador de onda completa.

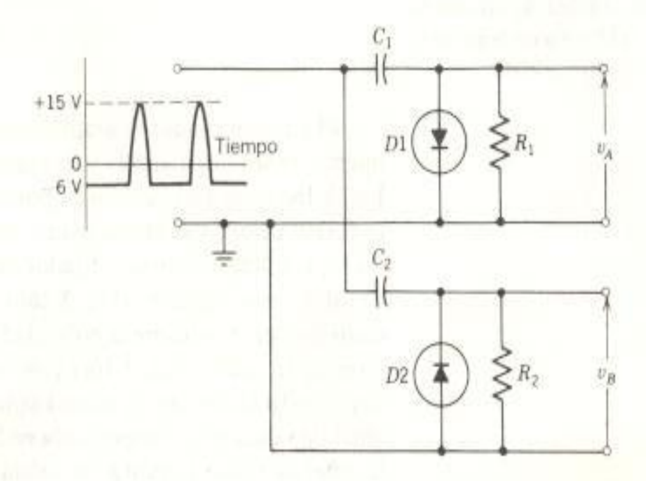
3-6 Resuelva el Prob. 3-3 para el rectificador de onda completa.

3-7 Resuelva el Prob. 3-1 para el rectificador puente.

3-8 Resuelva el Prob. 3-2 para el rectificador puente.

3-9 Resuelva el Prob. 3-3 para el rectificador puente.

3-10 Represente en forma gráfica las formas de onda de salida para v_A y v_B.



Forma de onda de entrada y circuito para el Prob. 3-10

4 Transistores

Para explicar cómo trabaja el transistor, se usa el transistor de unión como modelo físico (Sec. 4-1). Se utiliza la característica idealizada del colector para el circuito en configuración de emisor-común (Sec. 4-2) para dar las definiciones de α y β. Un circuito amplificador en emisor común simple, empleando valores numéricos, y formas de onda, se utiliza para mostrar cómo amplifica el circuito. Esto también se hace para el amplificador en colector-común (Sec. 4-4) y para el amplificador en base-común (Sec. 4-5). Los resultados numéricos obtenidos en estos tres circuitos son resumidos en la Tabla 4-1 con el objeto de comparar las propiedades de los tres circuitos básicos. Las ecuaciones básicas para convertir entre dos de cualesquiera de las variables, I_B, I_C y I_E se desarrollan en la Sec. 4-6 y los resultados son resumidos en la Tabla 4-2.

Sección 4-1 Construcción y operación

Los conceptos de la operación del transistor pueden entenderse mejor considerando uno de los primeros métodos de fabricación de transistores. El cristal se hace en forma de "emparedado": una sección delgada de material tipo *P* entre dos secciones gruesas de material *N* (llamado *NPN*) o una sección delgada de material *N* entre dos secciones gruesas de material *P* (llamado *PNP*). El "emparedado" resultante se corta en pequeñas piezas de cerca de 0.01 por 0.01 por 0.01 plg para formar los transistores (Fig. 4-1).

Se le añaden contactos de soporte y puntas de conexión. Un extremo recibe el nombre de *emisor*. El otro extremo se llama *colector*. La sección central delgada es la *base*. En un transistor *NPN*, el emisor y el colector son materiales tipo *N* y la base está hecha de material tipo *P*. En un transistor *PNP*, el emisor y el colector son de material tipo *P* y la base es de material tipo *N*. Se hace hincapié que tanto la estructura del *NPN* como del *PNP* está hecha de un cristal continuo único al igual que el diodo *PN*. A menudo se le denomina al transistor como *transistor bipolar de unión, BJT*.

Las dos uniones del transistor (Fig. 4-2*a*) tienen sus regiones vacías indicadas por las áreas sombreadas, las cuales se producen durante la manufactura. Ahora, se conecta una fuente de potencia de cd entre el colector y el emisor, Fig. 4-2*b*. En esta discusión, el emisor es el punto de referencia y, por lo tanto, la conexión del emisor es el retorno común del circuito (la tierra). La fuente de voltaje es llamada V_{CCE}. La terminología

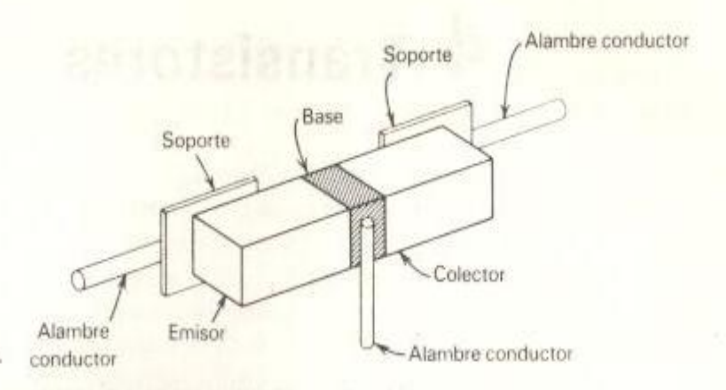


Fig. 4-1 El transistor de unión.

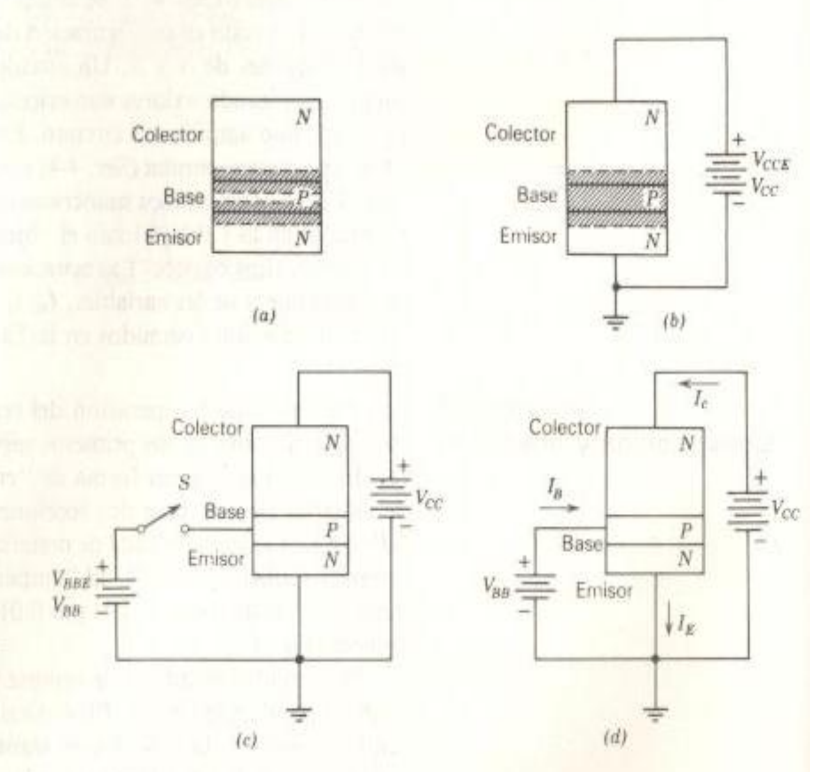


Fig. 4-2 Corrientes en un transistor. (*a*) Regiones vacías presentes en la formación del transistor. (*b*) Aumento de las regiones vacías causadas por la polarización del colector. (*c*) Polarización de la base. (*d*) Corrientes en el transistor.

estándar utiliza una letra mayúscula V para denotar que se está considerando un voltaje de cd teniendo en cuenta que los subíndices también son letras mayúsculas. Las dos primeras letras mayúsculas del subíndice CC, establecen que esta fuente de voltaje de cd se aplica al colector del circuito. El tercer subíndice, la letra mayúscula E, muestra el punto al cual está conectada la otra terminal de la batería. Usualmente se omite el tercer subíndice. Por lo que la fuente de voltaje del colector es denominada simplemente V_{CC}.

La fuente del colector V_{CC}, aplica una *polarización inversa* en la unión base-colector (Fig. 4-2*b*). El efecto de V_{CC} en el transistor es ampliar la región vacía de la unión base-colector. La corriente de cd en el colector I_C (letra mayúscula I con subíndice mayúscula C), es cero, puesto que esta unión está polarizada en inversa.

Ahora, agreguemos una segunda fuente de cd, V_{BBE}, conectada entre la base y el emisor (Fig. 4-2*c*). Por lo general, esta fuente se denomina tan sólo V_{BB}. La polaridad de esta fuente es tal que la unión base-emisor obtiene una *polarización directa*.

Cuando el interruptor S de la Fig. 4-2*c* se cierra, la corriente fluye en el circuito debido a que la unión PN del circuito base-a-emisor tiene una polarización inversa. Los portadores de corriente son inyectados dentro de la base. La región vacía dentro de la base, es materialmente reducida. Si la base es muy delgada, la reducción de la región vacía es completa.

Una gran corriente fluye del colector a través de la base hacia el emisor (Fig. 4-2*d*). La corriente en el emisor I_E es la suma de la corriente de la base I_B y la corriente de colector I_C.

$$\boxed{I_E = I_B + I_C} \tag{4-1}$$

La Ec. 4-1 es válida independientemente de la configuración del circuito o el tipo de transistor empleado.

La beta* de cd de un transistor β_{cd} se define como la relación de la corriente del colector y la corriente de base en un punto de operación dado

$$\boxed{\beta_{cd} \equiv \frac{I_C}{I_B}} \tag{4-2}$$

El subíndice cd en β significa que la razón se define para los valores de cd de I_C e I_B.

Puesto que una cantidad pequeña de corriente en la base puede controlar una gran cantidad de corriente en el colector, β_{cd} es un número mucho mayor que 1. Por esta razón, un transistor es un dispositivo controlado por corriente. Los valores de β_{cd} para transistores típicos pueden variar entre 20 y 30 para transistores de beta baja hasta de 200 a 300 para transistores de beta alta.

El alfa** de cd de un transistor α_{cd} se define como la razón entre I_C e I_E en un punto de operación dado.

$$\boxed{\alpha_{cd} \equiv \frac{I_C}{I_E}} \tag{4-3}$$

El subíndice cd en α significa que esta razón se define para valores de cd de I_C e I_E.

* Algunos fabricantes usan el símbolo h_{FE} para β_{cd}.

** Algunos fabricantes utilizan el símbolo $-h_{FB}$ para α_{cd}.

El valor de α_{cd} es cercano a 1 pero ligeramente menor, por ejemplo, 0.96, 0.97, 0.995, o 0.997 son valores típicos de α_{cd}.

El arreglo de transistor y fuente que hemos estado considerando, se muestra en la Fig. 4-3*a*. Este mismo circuito, pero usando el símbolo esquemático del transistor *NPN* se muestra en la Fig. 4-3*b*. La punta de la flecha se le asigna al emisor del transistor y no al colector y su sentido es relativo al tipo de transistor.

Si consideramos al emisor y la base como la unión *PN* de un diodo, ponemos la punta de la flecha para indicar la polarización directa. En este caso (Fig. 4-3*b*), la base es *P* y el emisor es *N*. La corriente resultante debida a la polarización directa de la unión base-emisor fluye hacia dentro de la base (*P*) y hacia afuera del emisor (*N*). Por lo tanto, la punta de la flecha muestra la corriente que fluye hacia afuera del emisor en el transistor *NPN*. El hecho que la punta de la flecha apunta hacia afuera de la base muestra que el emisor debe ser de material tipo *N*. Luego, la base debe ser de material tipo *P* y el colector debe ser de material tipo *N*. Si utilizamos un transistor *PNP*, las fuentes de cd deben invertirse para obtener la polarización directa en la unión base-emisor y polarización inversa en la unión base-colector (Fig. 4-3*c*). En la Fig. 4-3*d* se muestra un circuito que utiliza el símbolo de un transistor *PNP*. Ahora la punta de la flecha apunta hacia dentro del transistor para indicar que el emisor es de material tipo *P*.

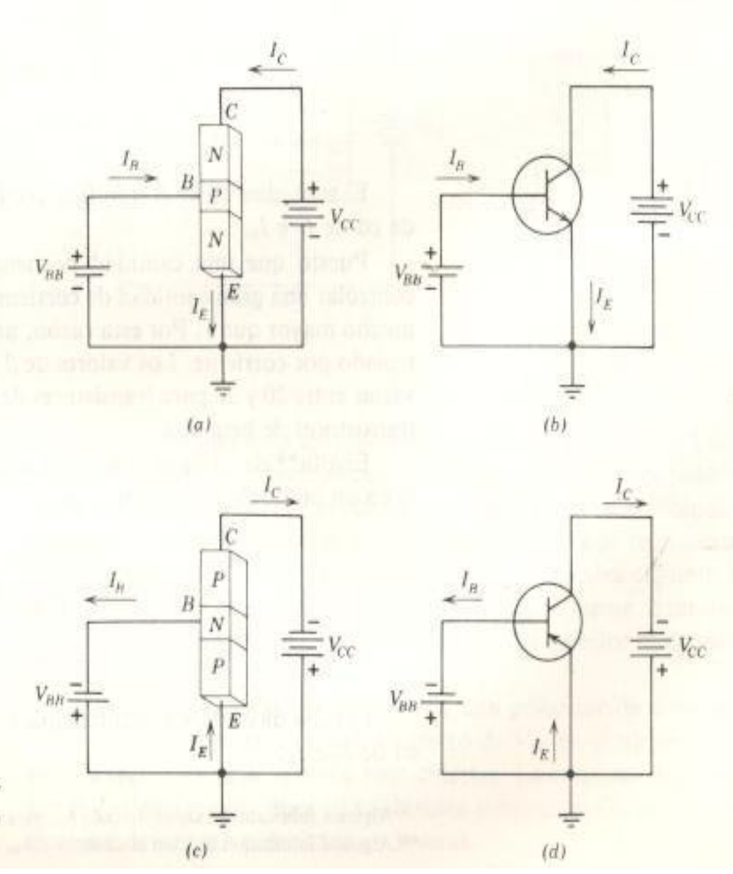


Fig. 4-3 Conexiones de polarizaciones de transistores. (*a*) y (*b*) transistor *NPN*. (c) y (*d*) transistor *PNP*.

Sección 4-2 El circuito de emisor-común

Un transistor *NPN* es conectado en un circuito con configuración de emisor-común a una fuente variable de voltaje en su base y a una fuente variable de voltaje en su colector (Fig. 4-4). Se conectan miliamperímetros y voltímetros en las terminales de base y de colector. En el circuito de base, los medidores dan una lectura de I_B y el voltaje base-a-emisor V_{BE}. En el circuito de colector de lectura de los medidores es I_C y el voltaje base-a-colector V_{CE}.

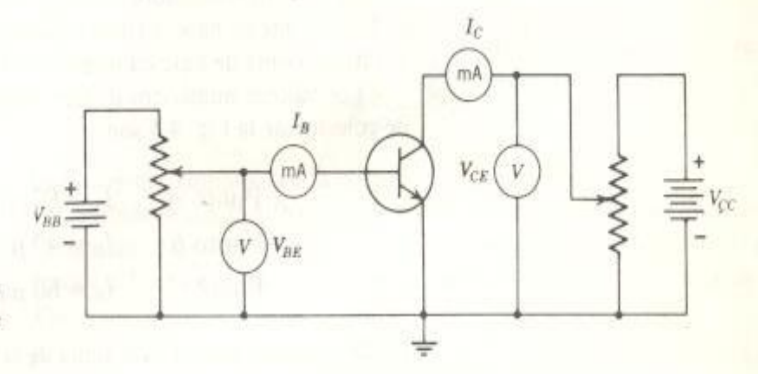


Fig. 4-4 Circuito de prueba para un transistor *NPN* en configuración de emisor común.

La fuente de voltaje de la base V_{BB} en la Fig. 4-4 se ajusta para poner a I_B a un valor fijo. Luego el voltaje colector-a-emisor V_{CE} se aumenta. La corriente del colector aumenta muy rápidamente a un valor particular que no cambia ya con mayores incrementos en V_{CE}. En la Fig. 4-5 se representa una familia de curvas donde se utilizan los valores discretos de I_B como la variable independiente para mostrar la caracteristica del colector en una configuración en emisor-común. I_C es la variable dependiente y el V_{CE} es la variable independiente.

Para un valor particular de corriente de I_C, al valor mínimo posible de V_{CE} capaz de mantener esa corriente específica, se le llama el *voltaje de saturación,* $V_{CE,\,sat}$. Estos valores de $V_{CE,\,sat}$ son del orden de una fracción de volt. En la Fig. 4-5 se indica un voltaje $V_{CE,\,sat}$ particular.

Para simplificar nuestros cálculos, en este capitulo y en el siguiente, usaremos las curvas ideales como las mostradas en la Fig. 4-5. Las

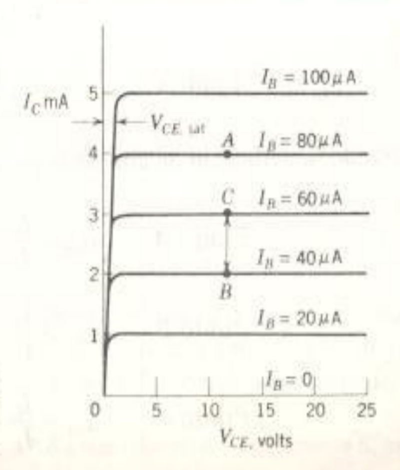


Fig. 4-5 Característica del colector o característica de salida para un arreglo del circuito en emisor-común.

características reales del colector de un transistor, muestran un ligero aumento en la corriente de colector cuando se incrementa V_{CE}.

Un trazador de curvas de transistores es una especie de osciloscopio que presenta las curvas características del transistor en una pantalla calibrada. Las fuentes de potencia que proporcionan la polarización de los transistores están contenidas en el mismo trazador y se pueden probar ambos tipos de transistores *NPN* y *PNP*. Un control establece los *pasos* de la corriente de base. El desplegado de la Fig. 4-5 requeriría de seis pasos de corriente de base en intervalos de 20 μA desde 0 hasta 100 μA.

Los valores numéricos de tres puntos específicos de la característica de colector de la Fig. 4-5 son.

Punto *A*	$I_B = 80\ \mu A$	$I_C = 4$ mA
Punto *B*	$I_B = 40\ \mu A$	$I_C = 2$ mA
Punto *C*	$I_B = 60\ \mu A$	$I_C = 3$ mA

La corriente del emisor es la suma de la corriente de la base y la corriente de colector como se da en la Ec. 4-1.

$$I_E = I_B + I_C$$

Por lo que en cada uno de estos tres puntos, la corriente en el emisor es:

Punto *A* $\quad I_E = I_B + I_C = 80\ \mu A + 4\text{ mA} = 4.08\text{ mA} = 4080\ \mu A$

Punto *B* $\quad I_E = I_B + I_C = 40\ \mu A + 2\text{ mA} = 2.04\text{ mA} = 2040\ \mu A$

Punto *C* $\quad I_E = I_B + I_C = 60\ \mu A + 3\text{ mA} = 3.06\text{ mA} = 3060\ \mu A$

Ahora, usando la definición de beta dada en la Ec. 4-2, tenemos

$$\text{Punto } A \qquad \beta_{cd} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{4000\ \mu A}{80\ \mu A} = 50 \qquad (4\text{-}2)$$

$$\text{Punto } B \qquad \beta_{cd} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2000\ \mu A}{40\ \mu A} = 50 \qquad (4\text{-}2)$$

$$\text{Punto } C \qquad \beta_{cd} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{3000\ \mu A}{60\ \mu A} = 50 \qquad (4\text{-}2)$$

Usando la definición de alfa dada por la Ec. 4-3, tenemos

$$\text{Punto } A \qquad \alpha_{cd} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{4\text{ mA}}{4.08\text{ mA}} = 0.98 \qquad (4\text{-}3)$$

$$\text{Punto } B \qquad \alpha_{cd} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{2.0\text{ mA}}{2.04\text{ mA}} = 0.98 \qquad (4\text{-}3)$$

$$\text{Punto } C \qquad \alpha_{cd} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{3.0\text{ mA}}{3.06\text{ mA}} = 0.98 \qquad (4\text{-}3)$$

Estos cálculos muestran que los valores de β_{cd} y α_{cd} son valores constantes en la región de la característica del colector donde las curvas de corriente del colector son horizontales idealmente.

La beta* de ca, β_{ca}, se define como la razón del *cambio* en la corriente del colector Δ_C al *cambio* correspondiente en la corriente de la base Δ_B en un punto de operación dado, para un valor constante de V_{CE}.

$$\beta_{ca} \equiv \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad \Big| \; V_{CE} = \text{cte.} \qquad (4\text{-}4)$$

Note que el "cambio" en la corriente total es igual a la ca.

Similarmente, la alfa de ca α_{ca} se define como la razón del *cambio* en la corriente del colector ΔI_C al *cambio* correspondiente en la corriente del emisor ΔI_E en un punto de operación dado, para un valor constante de V_{CE}.

$$\alpha_{ca} \equiv \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad \Big| \; V_{CE} = \text{cte.} \qquad (4\text{-}5)$$

Ahora, consideremos que el cambio es del punto *B* al punto *C* en las características del colector, Fig. 4-5. Utilizando los valores numéricos tenemos:

$$\Delta I_C = 3.0 - 2.0 = 1.0 \text{ mA} = 1000 \, \mu\text{A}$$
$$\Delta I_B = 60 - 40 = 20 \mu\text{A}$$

y

$$\Delta I_E = \Delta I_C + \Delta I_B = 1.0 \text{ mA} + 20 \, \mu\text{A} = 1.020 \text{ mA} = 1020 \, \mu\text{A}$$

Sustituyendo los valores numéricos en la Ec. 4-4 tenemos

$$\beta_{ca} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{1000 \, \mu\text{A}}{20 \, \mu\text{A}} = 50$$

Sustituyendo los valores numéricos en la Ec. 4-5 encontramos que

$$\alpha_{ca} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{1000 \, \mu\text{A}}{1020 \, \mu\text{A}} = 0.98$$

Sección 4-3 El amplificador de emisor-común

Ahora, mostraremos cómo se utiliza un transistor para amplificar una señal. El circuito amplificador de emisor-común básico se muestra en la Fig. 4-6*a*. Refiriéndonos a dicha figura, ésta nos muestra que la malla de

* Algunos fabricantes usan el símbolo h_{fe} para β_{ca} y el símbolo $-h_{fb}$ para α_{ca}.

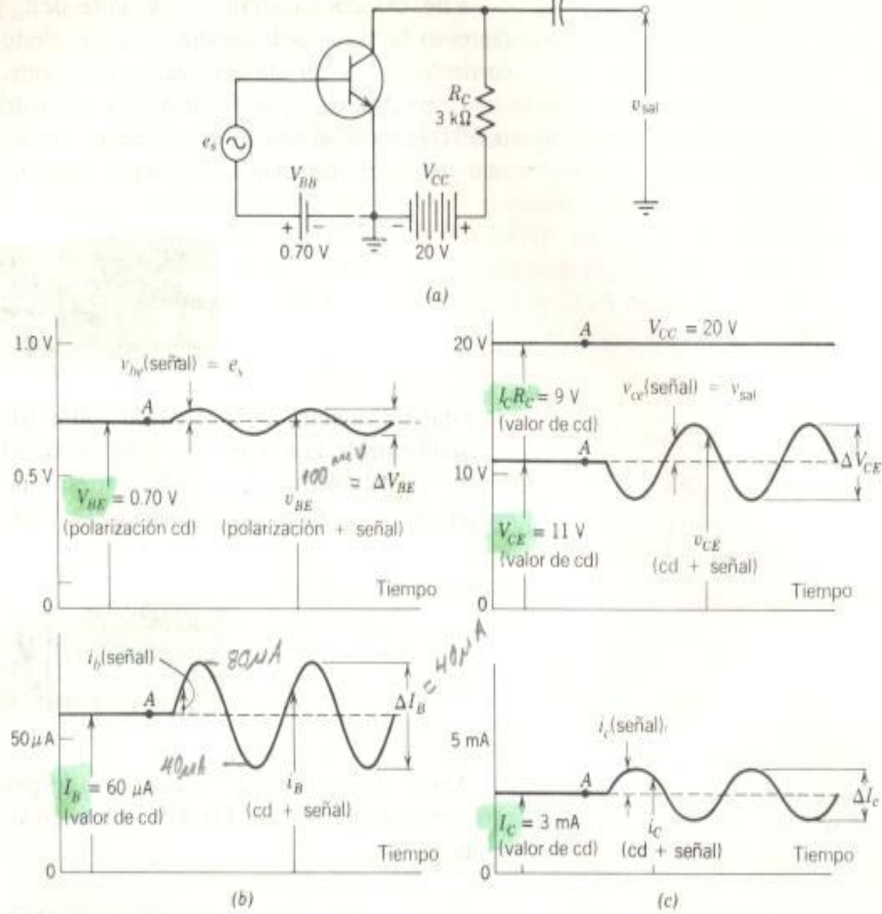


Fig. 4-6 El amplificador de emisor-común. (*a*) Circuito. (*b*) Formas de onda en la base. (*c*) Formas de onda del colector.

voltaje que contiene la señal de entrada va de la fuente de señal(es), luego de la base al emisor a través del transistor y a la tierra (el punto común de referencia) y, luego a través de V_{BB} regresa a la fuente de señal. La malla de voltaje de salida va de tierra (el punto de referencia), luego del emisor al colector a través del transistor, luego a través de R_C y la bateria V_{CC} regresa a tierra. El emisor se conecta a tierra (el punto de referencia). El emisor está en ambas mallas; en la malla de voltaje de entrada y en la malla de voltaje de salida—de aqui el término *emisor-común*.

En el ejemplo discutido a continuación, supondremos valores para la corriente de la base y para la del colector. En los siguientes capitulos sobre transistores, mostraremos cómo estos valores son establecidos y determinados. En este momento estamos interesados solamente en cómo amplifica un transistor y cuáles son las características generales de un amplificador de transistores.

Supongamos los siguientes valores para el circuito sin señal de entrada (e_s = 0).

$$V_{BE} = V_{BB} = 0.70\ \text{V} \qquad V_{CC} = 20\ \text{V}$$
$$I_B = 60\ \mu\text{A} \qquad I_C = 3\ \text{mA}$$

El valor de β_{cd} para este transistor es

$$\beta_{cd} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{3 \text{ mA}}{60 \ \mu\text{A}} = 50 \tag{4-2}$$

La corriente del colector al fluir por la resistencia R_C, produce una caida de voltaje de

$$I_C R_C = 0.003 \text{ A} \times 3000 \ \Omega = 9.0 \text{ V}$$

El voltaje del colector al emisor V_{CE} es, en la malla de salida.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 20 \text{ V} - 9 \text{ V} = 11.0 \text{ V}$$

Estos valores están señalados por los puntos marcados con A en las formas de onda de las Figs. 4-6*b* y 4-6*c*.

Ahora introducimos una señal e_s que tiene un valor pico de 50 mV. Puesto que la fuente V_{BB} es ideal, su resistencia en ca es cero. Así que e_s aparece directamente a través del transistor entre la base y el emisor como v_{be}. También, supongamos que, cuando e_s es igual a + 50 mV pico, I_B aumenta a 80 μA y que, cuando e_s es igual a -50 mV, su valor pico negativo, I_B cae a 40 μA. Así que el valor del voltaje de pico-a-pico de la señal de ca es de 100 mV. El valor de pico-a-pico de la componente de señal de I_B es $(80 - 40)$ o 40 μA. El valor pico es 40/2 o 20 μA. Las formas de onda para la señal de voltaje de entrada y la forma de onda de la corriente de la base se muestran en la Fig. 4-6*b*.

El valor numérico de β_{ca} es 50. Cuando la corriente pico de la señal en la base es 20 μA, el valor pico de la corriente de señal del colector es

$$\Delta I_C = \beta_{ca} \, \Delta I_B = 50 \times 20 = 1000 \ \mu\text{A} = 1 \text{ mA} \tag{4-4}$$

Asi, cuando la corriente de la base se eleva 20 μA, de 50 μA a 70 μA, la corriente del colector aumenta 1 mA, de 3 mA a 4 mA. De manera similar cuando la corriente en la base cae 20 μA, de 50 μA a 30 μA, la corriente del colector cae 1 mA, de 3 mA a 2 mA. La corriente de señal en el colector tiene un valor pico de 1 mA y un valor de pico-a-pico de 2 mA. Esta acción se muestra en las fórmas de onda de la corriente de la Fig. 4-6.

El voltaje del colector a tierra (el emisor) determina la señal de salida. Cuando se incrementa I_C, V_{CE} disminuye. Esta disminución de V_{CE} es causada por un aumento en $I_C R_C$, la caida de voltaje en R_C. Cuando I_C cambia 1 mA, el cambio en la caida de voltaje a través de R_C es 0.001 A × 3000 Ω o 3.0 V. Asi, cuando I_C aumenta de 3 mA a 4 mA, V_{CE} disminuye de 11 V a 8 V. Cuando I_C disminuye de 3 mA a 2 mA, V_{CE} aumenta de 11 V a 14 V. El valor pico del voltaje de ca de la señal de salida es 3 V y su

valor de pico a pico es 6 V. Estas relaciones de voltaje se muestran en la Fig. 4-6. Una inspección de estas formas de onda, nos conduce a la muy importante conclusión de que:

El voltaje de salida está 180° fuera de fase con respecto a la señal de entrada en el amplificador de emisor-común.

Definimos la *ganancia de corriente* A_i como

$$A_i \equiv \frac{\text{El cambio en la corriente de carga}}{\text{El cambio en la corriente de entrada}} \tag{4-6}$$

Además, para este amplificador de emisor-común, la ganancia de corriente es:

$$A_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{2\text{ mA}}{40\ \mu\text{A}} = \frac{2000\ \mu\text{A}}{40\ \mu\text{A}} = 50$$

Definimos la *ganancia de voltaje* A_v como

$$A_v = \frac{\text{Cambio en el voltaje de la carga}}{\text{Cambio en el voltaje de la entrada}} \tag{4-7}$$

Por consiguiente, para este amplificador de emisor-común, la ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}} = \frac{6\text{ V}}{100\text{ mV}} = \frac{6000\text{ mV}}{100\text{ mV}} = 60$$

Definimos la *ganancia de potencia* A_p como el producto de la ganancia de corriente y la ganancia de voltaje.

$$A_p \equiv A_i \times A_v \tag{4-8}$$

Luego, para este amplificador de emisor-común, la ganancia de potencia es

$$A_p = A_i \times A_v = 50 \times 60 = 3000$$

La carga de ca para la fuente de señal e_r es la *resistencia de entrada* r_{ent} y se define como:

$$r_{ent} = \frac{\text{Cambio en el voltaje de entrada}}{\text{Cambio en la corriente de entrada}} \tag{4-9}$$

Por lo tanto, para este amplificador de emisor-común, la resistencia de entrada es

$$r_{ent} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{100 \text{ mV}}{40\ \mu\text{A}} = \frac{100 \text{ mV}}{0.040 \text{ mA}} = 2500\ \Omega$$

Sección 4-4 El amplificador de colector-común—el emisor seguidor

En el amplificador de *colector-común* o *emisor seguidor*, la resistencia de carga se cambia de la rama del colector a la rama del emisor, Fig. 4-7*a*. La señal de salida se toma del emisor en vez del colector. Así que la señal de salida v_{sal} es la caída de voltaje de ca a través de R_E.

Para comparar este circuito con el amplificador de emisor-común, Fig. 4-6, usaremos los mismos valores de cd para el transistor.

$$V_{BE} = 0.70 \text{ V} \qquad \beta_{cd} = 50 \qquad V_{CE} = 11 \text{ V}$$
$$I_B = 60\ \mu\text{A} \quad \text{y} \quad I_C = 3 \text{ mA}$$

Tomaremos también los mismos valores de pico-a-pico para las señales del transistor.

$$\Delta V_{BE} = 100 \text{ mV} \qquad \Delta I_B = 40\ \mu\text{A} \qquad \Delta I_C = 2 \text{ mA} \quad \text{y}$$
$$\beta_{ca} = 50$$

La corriente de cd en el emisor I_E es

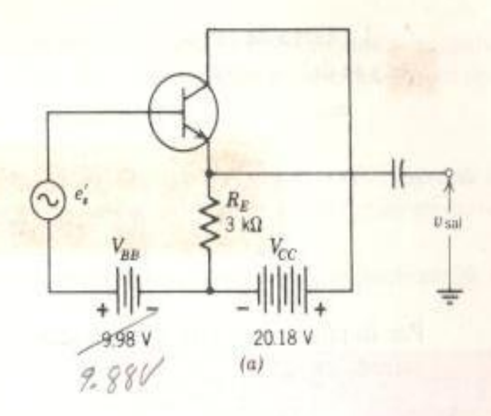
$$I_E = I_B + I_C = 60\ \mu\text{A} + 3 \text{ mA} = 0.06 \text{ mA} + 3 \text{ mA} = 3.06 \text{ mA} \tag{4-1}$$

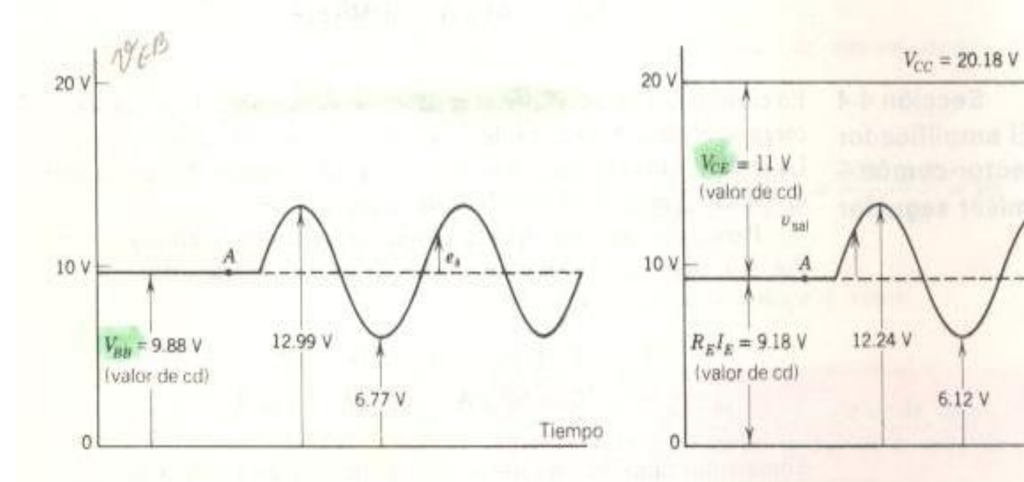
La caída del voltaje de cd a través de R_E es $I_E R_E$ o 3.6 mA × 3kΩ o 9.18 V. Una inspección de la Fig. 4-7*a*, nos muestra que

$$V_{CC} = I_E R_E + V_{CE} = 9.18 + 11 = 20.18 \text{ V}$$

Para este circuito, también vemos que

$$V_{BB} = I_E R_E + V_{BE} = 9.18 + 0.70 = 9.88 \text{ V}$$





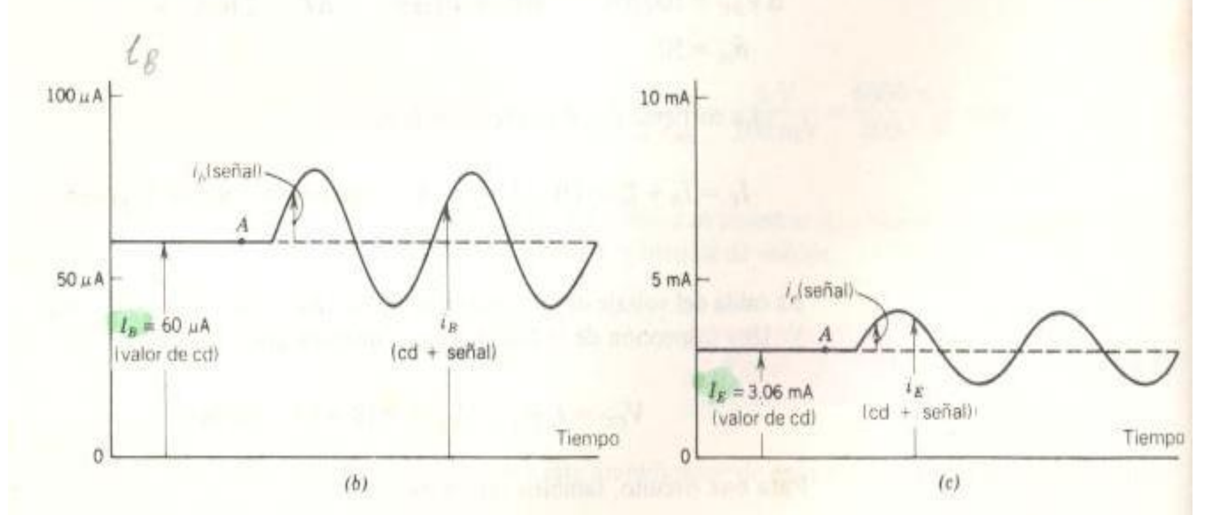


Fig. 4-7 El amplificador de colector-común. (*a*) Circuito. (*b*) Formas de onda de entrada. (*c*) Formas de onda de salida.

Estas fuentes de voltaje se muestran en el circuito. Los voltajes de las fuentes y los valores del punto de operación, denominados como puntos A, se muestran en las formas de onda, de las Figs. 4-7b y 4-7c.

La señal de entrada e_s es suficiente para producir corrientes pico de la señal de ca de 20 μA en la base y de 1 mA en el colector. Luego, por la Ec. 4-1, la corriente pico de la señal de ca en el emisor es la suma de las corrientes pico de la señal de ca en la base y en el colector o 20 μA + 1 mA o 1.02 mA. De acuerdo con la ley de Ohm, el voltaje pico de ca en la señal de salida es la caída de voltaje de ca en R_E o 1.02 × 3 kΩ o 3.06 V. El máximo voltaje total instantáneo del emisor a tierra es

$$I_E R_E + 3.06 = 9.18 + 3.06 = 12.24\ V.$$

El mínimo voltaje total instantáneo del emisor a tierra es

$$I_E R_E - 3.06 = 9.18 - 3.06 = 6.12\ \text{V}$$

El voltaje de pico-a-pico de la señal de salida es 2 × 3.06 o 6.12 V.

La señal de entrada e_s se aplica a través del circuito serie de la base a emisor del transistor y R_E. El valor pico de e_s es el valor pico de 50 mV requerido de base a emisor, más el voltaje pico de la señal a través de R_E, 3.06 V. El valor pico de e_s, es 50 mV + 3.06 V o 3.11 V. El voltaje instantáneo máximo de la base a tierra es la suma de V_{BB}, más el voltaje pico de la señal o 9.88 + 3.11 o 12.99 V. El voltaje mínimo instantáneo de la base a tierra es V_{BB}, menos el voltaje pico de la señal o 9.88 − 3.11 o 6.77 V. El voltaje de pico-a-pico de la señal de ca de entrada es 2 × 3.11 o 6.22 V. Estos valores se muestran en las formas de onda de la Fig. 4-7.

Un examen de las formas de onda demostradas en la Fig. 4-7 nos muestra que, cuando e_s aumenta en la dirección positiva, V_{sal} también se incrementa en la dirección positiva. La conclusión importante que se obtiene de esto es que:

El voltaje de salida del circuito seguidor-de-emisor está es fase con la señal de entrada.

La ganancia de corriente es la razón de la corriente de señal en R_E a la corriente de señal en la base.

$$A_i = \frac{1.02\ \text{mA}}{20\ \mu\text{A}} = \frac{1020\ \mu\text{A}}{20\ \mu\text{A}} = 51$$

La ganancia de voltaje es la razón del voltaje de la señal de salida a través de R_E al voltaje de la señal de entrada.

$$A_v = \frac{3.06\ \text{V}}{3.11\ \text{V}} = \frac{6.12\ \text{V}}{6.22\ \text{V}} = 0.984 \approx 1.000$$

La ganancia de potencia es el producto de la ganancia de corriente y la ganancia de voltaje.

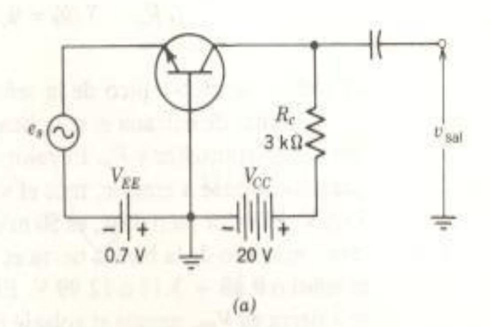
$$A_p = A_i \times A_v = 51 \times 1 = 51$$

La resistencia de entrada es el cociente del voltaje pico de la señal de entrada y la corriente pico de la señal de la base.

$$r_{\text{ent}} = \frac{3.11\ \text{V}}{20\ \mu\text{A}} = 155\ 500\ \Omega = 155.5\ \text{k}\Omega$$

Al final de la sección siguiente se hará una comparación con el amplificador de emisor-común.

Sección 4-5 El amplificador de base-común



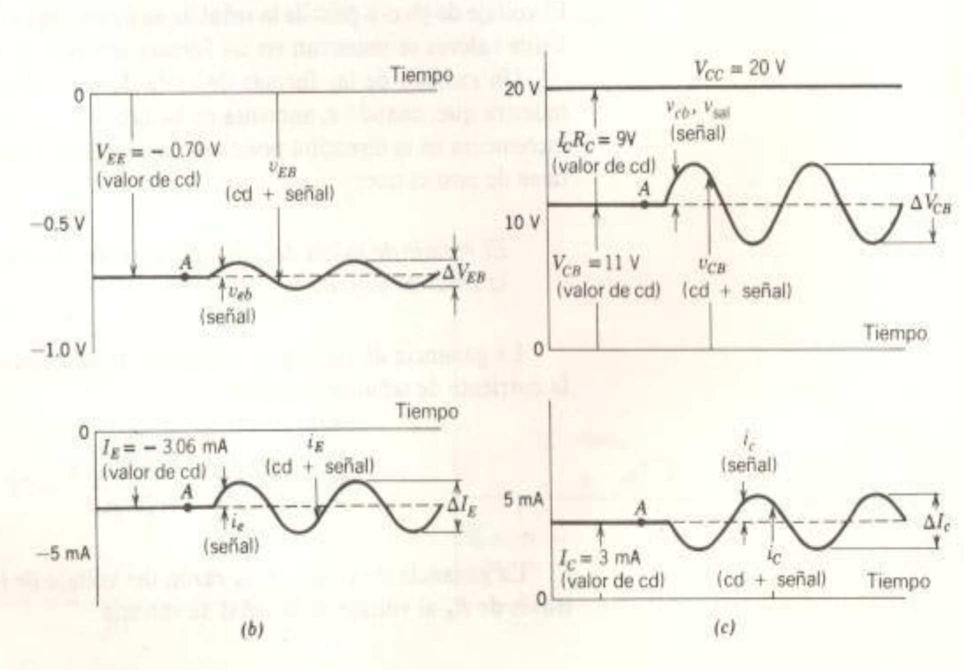


Fig. 4-8 El amplificador de base-común. (*a*) Circuito. (*b*) Formas de onda del emisor. (*c*) Formas de onda del colector.

En el *amplificador de base-común*, la señal se alimenta al emisor y se toma del colector (Fig. 4-8*a*). El amplificador de base-común se utiliza principalmente en amplificadores de radiofrecuencia, los cuales están más allá del alcance de este texto. Este circuito se utiliza sólo de manera ocasional en bajas frecuencias.

La fuente de polarización V_{EE} proporciona el voltaje requerido para polarizar directamente la unión emisor-base del transistor *NPN* de silicio. En este circuito, se requiere una fuente de polarización negativa para el emisor en tanto que V_{CC} debe ser positiva para polarizar inversamente la unión base-colector. Para hacer una comparación con el amplificador de emisor-común (Sec. 4-3) y el amplificador emisor-seguidor (Sec. 4-4), utilizaremos los valores:

$$V_{EE} = -0.7\text{ V} \qquad V_{CC} = +20\text{ V} \qquad \beta = 50$$
$$I_B = 60\ \mu\text{A} \qquad I_C = 3\text{ mA} \qquad I_E = 3.06\text{ mA}$$
$$\Delta I_B = 40\ \mu\text{A} \qquad \Delta I_C = 2\text{ mA} \qquad \Delta I_E = 2.04\text{ mA}$$

El voltaje de señal e_s requerido es el mismo que se utilizó para el amplificador de emisor-común.

$$\Delta V_{EB} = 100\text{ mV}$$

y el cambio correspondiente en la caída de voltaje en R_C es el valor de pico-a-pico del voltaje de salida.

$$\Delta I_C R_C = \Delta V_{CB} = 6.0\text{ V}$$

Los valores del punto de operación (los valores del cd) se muestran en las formas de onda de las Figs. 4-8*b* y 4-8*c*, como los puntos marcados con una *A*. Cuando se incrementa la señal de entrada e_s es la dirección positiva, el incremento se opone a la polaridad de V_{EE}. El nuevo voltaje de polarización directa en la unión emisor-base se reduce y, en consecuencia, ambas corrientes la del emisor y la del colector disminuyen. Esta reducción de I_C disminuye la caída del voltaje en R_C, y V_{CB}, el voltaje de salida, aumenta. Las formas de onda producidas se muestran en las Figs. 4-8*b* y 4-8*c*.

La conclusión importante que se deriva de estas formas de onda es:

El voltaje de salida está en fase con el voltaje de entrada en el amplificador de base-común.

La ganancia de corriente del amplificador es

$$A_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{2.00\text{ mA}}{2.04\text{ mA}} = 0.98 \approx 1 \qquad (4\text{-}6)$$

La ganancia de voltaje del amplificador es:

$$A_v = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta V_{EB}} = \frac{6.0\ \text{V}}{100\ \text{mV}} = 60 \tag{4-7}$$

La ganancia de potencia del amplificador es:

$$A_p = A_i A_v = 0.98 \times 60 = 58.8 \approx 60 \tag{4-8}$$

La resistencia de entrada al circuito es:

$$r_{\text{ent}} = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} = \frac{100\ \text{mV}}{2.04\ \text{mA}} = 49\ \Omega \tag{4-9}$$

Los resultados de estos tres circuitos amplificadores básicos se resumen en la Tabla 4-1. La mayoría de los amplificadores usan el circuito en configuración de emisor-común porque este circuito ofrece ambas ganancias de corriente y de voltaje mayores que 1, dando por resultado una ganancia de potencia mucho mayor que la que puede obtenerse con cualquiera de las otras configuraciones, el emisor seguidor o el amplificador de base-común. Otra consideración importante para el uso del amplificador de emisor común es que su resistencia de entrada r_{ent} (2500 Ω en nuestro ejemplo) es del orden de la resistencia de carga (3000 Ω en nuestro ejemplo).

Tabla 4-1 Comparación de los circuitos amplificadores básicos

	Emisor-Común	Colector-Común (Emisor seguidor)	Base-Común
Ganancia de corriente, A_i	50	51	$0.98 \approx 1$
Ganancia de voltaje, A_v	60	1	60
	fuera de fase	en fase	en fase
Ganancia de potencia, A_p	3000	51	$58.8 \approx 60$
Resistencia de entrada, r_{ent}	250 Ω	155 500 Ω	49 Ω
Corrimiento de fase	180°	0°	0°

El emisor seguidor se utiliza cuando se requiere una resistencia de entrada muy alta. El emisor seguidor es especialmente útil para acoplar una fuente de alta resistencia (impedancia) a una carga de baja resistencia (impedancia). El amplificador de base-común tiene la pequeña desventaja de que la resistencia de entrada al circuito es muy baja, en especial cuando se compara al orden de magnitud de la resistencia de carga en el circuito.

Sección 4-6 Relaciones entre α y β

En la Sec. 4-1 mostramos que las corrientes en un transistor están relacionadas por

$$I_E = I_B + I_C \tag{4-1}$$

Definimos la razón de la corriente del colector a la corriente de la base como beta.

$$\beta_{cd} \equiv \frac{I_C}{I_B} \tag{4-2}$$

Definimos la razón de la corriente del colector a la corriente del emisor como alfa.

$$\alpha_{cd} \equiv \frac{I_C}{I_E} \tag{4-3}$$

Ahora deseamos mostrar las relaciones entre α_{cd} y β_{cd} y establecer cómo se hacen las conversiones de una corriente en otra en términos de α_{cd} y β_{cd}.

Resolviendo la Ec. 4-1 para I_B, tenemos:

$$\frac{I_C}{\beta_{cd}} = I_E - I_C.$$

$$I_B = I_E - I_C$$

y sustituyendo esta expresión para I_B en la Ec. 4-2 encontramos que:

$$\beta_{cd} = \frac{I_C}{I_E - I_C}$$

Dividiendo cada término por I_E, tenemos

$$\beta_{cd} = \frac{I_C/I_E}{I_E/I_E - I_C/I_E}$$

Reemplazando I_C/I_E por α_{cd} (Ec. 4-3) tenemos:

$$\beta_{cd} = \frac{\alpha_{cd}}{1 - \alpha_{cd}}$$

Podríamos haber derivado esta ecuación en términos de β_{ca} y α_{ca} usando las definiciones de β_{ca} (Ec. 4-4) y de α_{ca} (Ec. 4-5). Para simplificar ecuaciones futuras, evitaremos el uso de los subíndices cd y ca en β y α.

Será obvio el subíndice a emplearse en cada ecuación específica. Ahora podemos escribir la última ecuación como

$$\boxed{\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}} \qquad (4\text{-}10)$$

Ahora, realizando una multiplicación cruzada en la Ec. 4-10.

$$\beta(1-\alpha) = \alpha$$

Expandiendo, tenemos

$$\beta - \alpha\beta = \alpha$$

Reordenando, tenemos:

$$\beta = \alpha + \alpha\beta$$

Factorizando:

$$\beta = \alpha(1+\beta)$$

Resolviendo para α encontramos

$$\boxed{\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}} \qquad (4\text{-}11)$$

Las Ecs. 4-10 y 4-11 son muy importantes porque nos dan los medios para convertir de α a β o de β a α. Ahora requerimos los medios para convertir de una corriente a otra en términos de α y β.

De la Ec. 4-2 podemos escribir

$$I_C = \beta I_B$$

y

$$I_B = \frac{1}{\beta} I_C$$

y de la Ec 4-3 podemos escribir

$$I_C = \alpha I_E$$

y

$$I_E = \frac{1}{\alpha} I_C$$

Si sustituimos la Ec. 4-11 en estas dos últimas ecuaciones, tenemos:

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\beta}{1+\beta} I_E$$

y

$$I_E = \frac{1}{\alpha} I_C = \frac{1+\beta}{\beta} I_C$$

Si tomamos la Ec. 4-1

$$I_E = I_B + I_C \tag{4-1}$$

y sustituyendo βI_B por I_C, tenemos

$$I_E = I_B + \beta I_B = (1+\beta) I_B$$

y

$$I_B = \frac{1}{1+\beta} I_E$$

Derivamos estas ecuaciones de conversión en términos de los valores de cd (I_B, I_C, e I_E). Se obtienen resultados idénticos si se utilizan los valores de la señal de ca (i_b, i_c e i_e).

Los resultados de esta sección se resumen en la Tabla 4-2. Estas conversiones son utilizadas continuamente en el estudio de los circuitos con transistores. Es de gran importancia, que el estudiante las aprenda lo más rápidamente posible en sus estudios.

Tabla 4-2 Relaciones entre las corrientes del transistor
Factores de multiplicación para convertir

De \ A	I_B (o i_b)	I_C (o i_c)	I_E (o i_e)
I_B (o i_b)	1	β	$1+\beta$
I_C (o i_c)	$\frac{1}{\beta}$	1	$\frac{1+\beta}{\beta}$ o $\frac{1}{\alpha}$
I_E (o i_e)	$\frac{1}{1+\beta}$	$\frac{\beta}{1+\beta}$ o α	1

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad \alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$$

Problemas

4-6.1 Encuentre α para cada uno de los siguientes valores de β.
50, 100, 120, 150 y 200.

4-6.2 Encuentre α para cada uno de los siguientes valores de β.
46, 65, 84, 125 y 165.

4-6.3 Encuentre β para cada uno de los siguientes valores de α.
0.995, 0.990, 0.9875 y 0.9765.

4-6.4 Encuentre β para cada uno de los siguientes valores de α.
0.991, 0.962, 0.946 y 0.983.

4-6.5 Si la corriente de base en un transistor es de 20 μA cuando la corriente en el emisor es de 6.4 mA, ¿cuáles son los valores de α y β?

4-6.6 Los valores publicados para la β de un transistor establecen que ésta puede variar de 40 a 90. Si I_B se fija a 16 μA, ¿cuál es la variación esperada para I_C?

Preguntas

4-1 Describa la construcción de un transistor de unión.

4-2 ¿Dónde se encuentran las regiones vacías de un transistor?

4-3 ¿Cuál es la polaridad de V_{CC} cuando se aplica a un transistor *PNP*? ¿Y para un transistor *NPN*?

4-4 ¿Por qué se aplica polarización directa entre la base y el emisor de un transistor?

4-5 ¿Cuál es la polaridad que polariza directamente la unión base-emisor de un transistor *PNP*? ¿Y de un *NPN*?

4-6 ¿Cómo está relacionada I_C con I_B y con I_E?

4-7 Defina β_{cd}, α_{cd}, β_{ca} y α_{ca}.

4-8 ¿Pueden dos diodos independientes utilizarse en vez de un transistor? Explique.

4-9 ¿Cuáles son las características de un circuito amplificador de emisor común (A_i, A_v, r_{ent} y el corrimiento de fase?

4-10 ¿Cuáles son las características de un emisor seguidor?

4-11 ¿Cuáles son las características de un circuito amplificador de base-común?

4-12 Si es dada α, ¿cómo se obtiene β?

4-13 Si es dada β, ¿cómo se obtiene α?

4-14 ¿A qué es igual I_B, en términos de I_C?

4-15 ¿A qué es igual I_B, en términos de I_E?

4-16 ¿A qué es igual I_C en términos de I_B?

4-17 ¿A qué es igual I_C en términos de I_E?

4-18 ¿A qué es igual I_E en términos de I_B?

4-19 ¿A qué es igual I_E en términos de I_C?

5 Polarización del transistor

Las resistencias utilizadas en un circuito amplificador determinan el punto de operación de cd del transistor usado en el circuito (Sec. 5-1). Se dan los detalles del cálculo para el circuito amplificador de emisor-común, para el circuito amplificador de colector-común, y para el circuito amplificador de base-común (Sec. 5-2). Los circuitos más complejos del amplificador de emisor-común que utilizan retroalimentación en el emisor y de colector-a-base son examinados en la (Sec. 5-3). Los métodos de tratamiento de circuitos por medio de divisores de voltaje para obtener los voltajes deseados también son considerados en la última sección.

Sección 5-1 Circuitos de polarización del transistor

Para usar un transistor como un amplificador debe utilizarse uña red de resistencias junto con fuentes de voltaje de cd adecuadas. Las fuentes de voltaje y las resistencias establecen un conjunto de voltajes y corrientes en cada electrodo del transistor, llamados *valores estáticos*, que determinan el *punto de operación* o *punto Q* del transistor. En la mayoria de los casos, los valores estáticos *no* son cambiados al aplicar una señal de ca a la entrada del circuito. Mostraremos en los Caps. 6 y 7 cómo los valores del punto de operación determinan las caracteristicas de ganancia del amplificador.

Antes de analizar un circuito real, debemos establecer los procedimientos generales y conceptos que se aplican a todos los circuitos de este capitulo.

El procedimiento general para determinar los valores del punto de operación es, en si, simple:

1. Se escriben las ecuaciones para el circuito basadas en la ley de voltajes de Kirchhoff.
2. Se escriben las ecuaciones para el circuito basadas en la ley de corrientes de Kirchhoff.
3. Se sustituyen en las ecuaciones los valores numéricos conocidos.
4. Se resuelven las ecuaciones para los valores numéricos faltantes.

Si tenemos una ecuación que contiene a I_B, I_C e I_E como incógnitas, podemos reducir el número de incógnitas a una sola utilizando los factores de conversión desarrollados en la Tabla 4-2 (Pág. 101). Estos factores

de conversión fueron derivados de la ley de corriente de Kirchhoff ($I_E = I_B + I_C$) y de las definiciones de α y β. Siempre que usamos una de las conversiones de la Tabla 4-2, realmente estamos usando la ley de corriente de Kirchhoff.

En la mayoría de los circuitos con semiconductores de baja a media potencia utilizan resistencias cuyos valores son expresados en forma conveniente en kilohms (kΩ). Los semiconductores tienen corrientes que son medidas en miliamperes (mA). Los cálculos numéricos se simplifican grandemente si la ley de Ohm se corrige a:

$$\text{Volts} = \text{miliamperes} \times \text{kilohms}$$
$$\text{Volts} = \text{mA} \times \text{k}\Omega \qquad (5\text{-}1)$$

En este capítulo, usaremos la Ec. 5-1 para todos los cálculos numéricos.

Ejemplo

$$V = IR = 0.002\ \text{A} \times 10{,}000\ \Omega = 20\ \text{V}$$

o

$$V = 2\ \text{mA} \times 10\ \text{k}\Omega = 20\ \text{V}$$

Ejemplo

$$R = \frac{V}{I} = \frac{15\ \text{V}}{0.003\ \text{A}} = 5000\ \Omega$$

o

$$R = \frac{15\ \text{V}}{3\ \text{mA}} = 5\ \text{k}\Omega$$

Sección 5-2 Polarización de los circuitos básicos de transistores

En la Fig. 5-1 se muestra el circuito amplificador de emisor-común. *Generalmente V_{BB} y V_{CC} se obtienen de la misma fuente de voltaje, de tal manera que solamente se requiere una fuente de voltaje para el circuito.* La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff para el circuito de entrada es:

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} \qquad (5\text{-}2a)$$

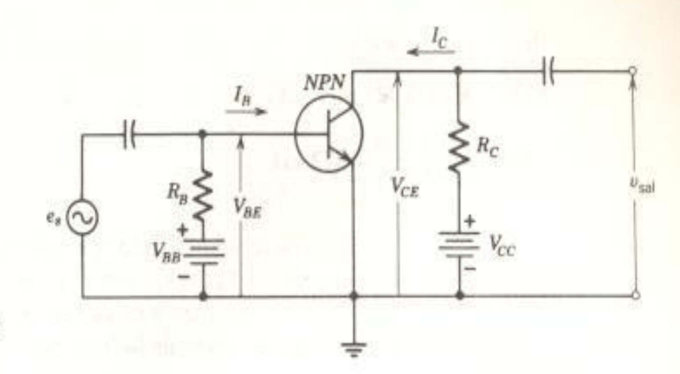
donde V_{BE} es el voltaje medido *de* la base *al* emisor.

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff para el circuito de salida es

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \qquad (5\text{-}2b)$$

donde V_{CE} es el voltaje medido *del* colector *al* emisor.

Utilizando la conversión de la Tabla 4-2, podemos escribir



16.1

Fig. 5-1 El circuito amplificador de emisor-común.

$$I_C = \beta I_B \quad \text{o} \quad I_B = \frac{I_C}{\beta} \tag{5-2c}$$

Ejemplo 5-1

Para el circuito de la Fig. 5-1, suponga que tenemos los siguientes valores numéricos para un transistor de silicio.

$$V_{BB} = +10\text{ V} \qquad V_{CC} = +10\text{ V} \qquad R_C = 4\text{ k}\Omega$$
$$V_{BE} = 0.7\text{ V} \quad \text{y} \quad \beta = 50$$

Determine el valor de R_B requerido para poner el V_{CE} igual a + 5 V.

Solución

Sustituyendo los valores numéricos en las ecuaciones de malla del circuito.

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} \qquad (5\text{-}2a)$$
$$10 = R_B I_B + 0.7 \qquad (1)$$
$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \qquad (5\text{-}2b)$$
$$10\text{ V} = 4\text{ k}\Omega \times I_C + 5\text{ V} \qquad (2)$$

y

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_C}{50} \qquad (3) \qquad (5\text{-}2c)$$

La Ec. (2) puede resolverse para I_C

$$10\text{ V} = 4\text{ k}\Omega \times I_C + 5\text{ V}$$
$$I_C = \frac{5\text{ V}}{4\text{ k}\Omega} = 1.25\text{ mA}$$

y sustituyendo en la Ec. (3).

$$I_B = \frac{I_C}{50} = \frac{1.25\text{ mA}}{50} = 0.025\text{ mA} = 25\ \mu\text{A}$$

Usando este valor en la Ec. (1) tenemos

$$10\text{ V} = R_B I_B + 9.7\text{ V}$$

$$10\text{ V} = R_B \times 0.025\text{ mA} + 0.7\text{ V}$$

$$R_B = \frac{9.3\text{ V}}{0.025\text{ mA}} = \mathbf{372\ k\Omega}$$

El circuito amplificador de colector-común se muestra en la Fig. 5-2. Por lo general V_{BB} y V_{CC} son la misma fuente de voltaje, así que sólo se requiere una sola fuente de voltaje para el circuito. La ecuación de voltajes de malla a través de la base para el circuito de entrada es

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \tag{5-3a}$$

y la ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del colector para el circuito de salida es

$$V_{CC} = V_{CE} + R_E I_E \tag{5-3b}$$

De la Tabla 4-2, usamos los factores de conversión para escribir

$$I_E = (1+\beta)I_B \quad \text{o} \quad I_B = \frac{I_E}{1+\beta} \tag{5-3c}$$

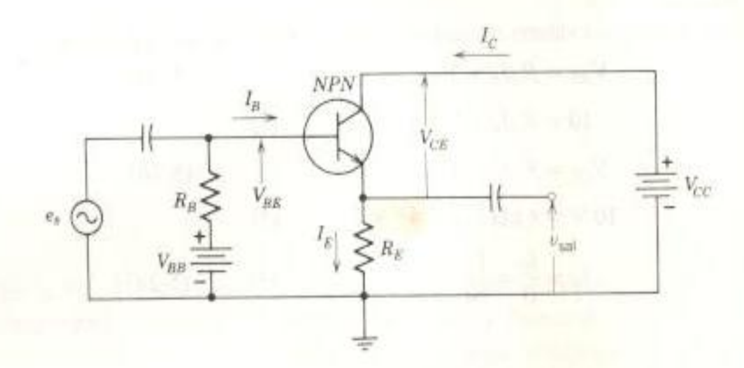


Fig. 5-2 El circuito amplificador de colector-común.

Ejemplo 5-2

Suponga que para la Fig. 5-2, tenemos los siguientes valores numéricos para un transistor de silicio.

$$V_{BB} = +10\text{ V} \qquad V_{CC} = +10\text{ V} \qquad R_E = 4\text{ k}\Omega$$
$$V_{BE} = 0.7\text{ V} \quad \text{y} \quad \beta = 50$$

Encuentre el valor de R_B requerido para poner V_{CE} igual a 5 V.

Solución

Poniendo estos valores en las Ecs. 5-3*a*, 5-3*b*, y 5-3*c*, tenemos

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}3a)$$

$$10\ \text{V} = R_B I_B + 0.7\ \text{V} + 4\ \text{k}\Omega \times I_E \qquad (1)$$

$$V_{CC} = V_{CE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}3b)$$

$$10\ \text{V} = 5\ \text{V} + 4\ \text{k}\Omega \times I_E \qquad (2)$$

y

$$I_B = \frac{I_E}{1+\beta} = \frac{I_E}{51} \qquad (3) \qquad (5\text{-}3c)$$

Resolviendo la Ec. (2) para I_E tenemos

$$4\ \text{k}\Omega \times I_E = 5\ \text{V}$$

$$I_E = \frac{5\ \text{V}}{4\ \text{k}\Omega} = 1.25\ \text{mA}$$

y sustituyendo en la Ec. (3), tenemos

$$I_B = \frac{1.25\ \text{mA}}{51} = 0.0245\ \text{mA} = 24.5\ \mu\text{A}$$

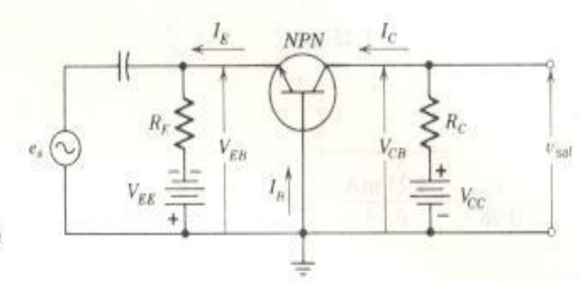
Usando estos valores en la Ec. (1), encontramos que

$$10\ \text{V} = R_B I_B + 0.7\ \text{V} + 4\ \text{k}\Omega \times I_E$$

$$10\ \text{V} = R_B(0.0245\ \text{mA}) + 0.7\ \text{V} + 4\ \text{k}\Omega \times 1.25\ \text{mA}$$

$$10\ \text{V} = 0.0245\ \text{mA} \times R_B + 0.7\ \text{V} + 5\ \text{V}$$

$$R_B = \frac{4.3\ \text{V}}{0.0245\ \text{mA}} = \mathbf{175.5\ k\Omega}$$



16.3

Fig. 5-3 El circuito amplificador de base-común.

En la Fig. 5-3 se muestra el circuito amplificador de base-común. En este circuito debemos tener dos fuentes diferentes de potencia, porque se requieren dos polaridades diferentes para las fuentes de voltaje. La ecuación de circuito de Kirchhoff a través del emisor, para el circuito de entrada es

$$V_{EE} = R_E I_E + V_{EB} \qquad (5\text{-}4a)$$

y la ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del colector para

el circuito de salida es

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CB} \tag{5-4b}$$

Usando los factores de conversión de la Tabla 4-2, podemos escribir

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\beta}{1+\beta} I_E \tag{5-4c}$$

Ejemplo 5-3

Determine I_C, I_E y R_E en el circuito de la Fig. 5-3 si V_{CB} es 5 V y los valores del circuito son:

$$V_{EE} = -10\text{ V} \qquad V_{CC} = +10\text{ V} \qquad R_C = 4\text{ k}\Omega$$
$$V_{EB} = 0.7\text{ V} \quad \text{y} \quad \alpha = 0.98$$

Solución

Poniendo estos valores en las Ecs. 5-4*a*, 5-4*b* y 5-4*c*, tenemos:

$V_{EE} = R_E I_E + V_{EB}$.

$$10\text{ V} = R_E I_E + 0.7\text{ V} \tag{1}$$

$V_{CC} = R_C I_C + V_{CB}$

$$10\text{ V} = 4\text{ k}\Omega \times I_C + 5\text{ V} \tag{2}$$

y $\quad I_C = \alpha I_E$

$$I_C = 0.98 I_E \tag{3}$$

La Ec. (2) puede resolverse para I_C.

$$10\text{ V} = 4\text{ k}\Omega \times I_C + 5\text{ V}$$

$$4\text{ k}\Omega \times I_C = 5\text{ V}$$

$$I_C = \frac{5\text{ V}}{4\text{ k}\Omega} = \mathbf{1.25\text{ mA}}$$

Si usamos la Ec. (3)

$$I_E = \frac{1}{0.98} I_C = \frac{1.25\text{ mA}}{0.98} = \mathbf{1.2755\text{ mA}}$$

y sustituyendo en la Ec. (1)

$$10\text{ V} = R_E \times 1.2755\text{ mA} + 0.7\text{ V}$$

$$R_E = \frac{10\text{ V} - 0.7\text{ V}}{1.2755\text{ mA}} = \frac{9.3\text{ V}}{1.2755\text{ mA}} = \mathbf{7.29\text{ k}\Omega}$$

Problemas Para todos los problemas suponga que el transistor es de silicio.

$$V_{BE} = 0.7\text{ V} \qquad \beta = 70 \qquad \alpha = 1.00 \quad \text{y} \quad V_{CE,\text{sat}} = 0.2\text{ V}$$

5-2.1 Si V_{BB} y V_{CC} son de -6 V cada una y R_B es de 50 kΩ. ¿Cuál es el valor de R_C si V_{CE} es de 2 V?

5-2.2 Si V_{BB} y V_{CC} son de -6 V cada una. Si V_{CE} es de 3 V cuando I_B es 50 μA, ¿cuáles son los valores de R_B y R_C?

5-2.3 ¿Qué valor de R_C causa saturación ($V_{CE,\ sat}$) en el Prob. 5-2.1?

5-2.4 Si V_{BB} y V_{CC} son de -8 V cada una, R_C es de 2 kΩ y V_{CE} es de 4 V. Cuando ambas fuentes, V_{BB} y V_{CC} se aumentan a -10 V, ¿cuál es el nuevo valor de V_{CE}?

5-2.5 Si V_{BB} y V_{CC} son cada una de -9 V y R_E es de 100 kΩ. Determine R_B para que V_{CE} sea igual a 4.5 V.

5-2.6 Si V_{BB} y V_{CC} son cada una de -4 V, R_E es de 2 kΩ. ¿Qué valor de R_B se requiere para fijar el V_{CE} a 2 V?

5-2.7 Si V_{BB} y V_{CC} son cada una de 12 V, R_E es de 10 kΩ. ¿Qué valor de R_B fija el V_{CE} a 10 V.

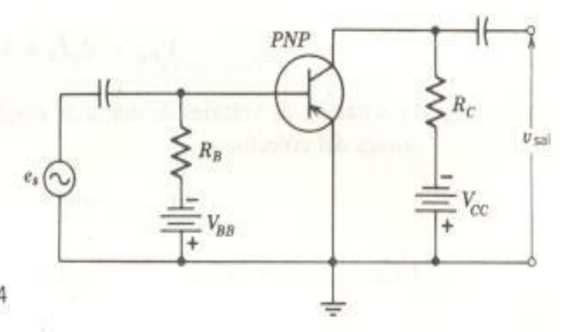
5-2.8 Si en el Prob. 5-2.6 R_B se hace de la mitad de su valor, ¿cuál es el V_{CE}? Y si R_B se duplica, ¿cuál es el V_{CE}?

5-2.9 $V_{EE} = +6$ V $V_{CE} = -6$ V $R_C = 2$ kΩ
Encuentre el valor de R_E requerido para fijar V_{BC} a 4 V.

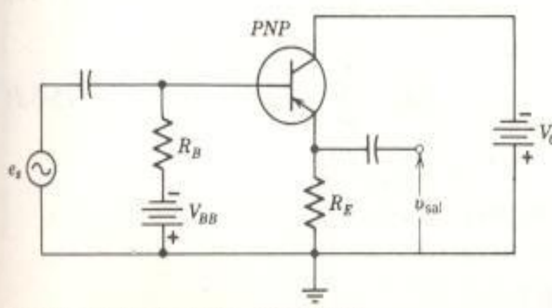
5-2.10 $V_{EE} = +6$ V $V_{CC} = -20$ V $R_C = 10$ kΩ.
Encuentre el valor de R_E requerido para fijar V_{CB} a 10 V.

5-2.11 $V_{EE} = +6$ V $V_{CC} = -6$ V $R_C = 2$ kΩ.
Si V_{CB} es 2 V, ¿cuál es R_E?

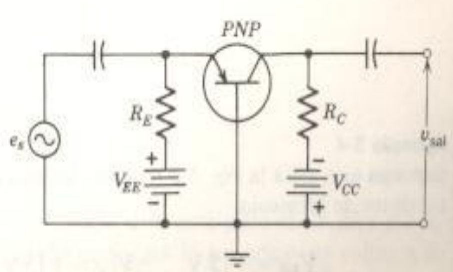
5-2.12 $V_{EE} = +12$ V $V_{CC} = -12$ V $R_E = 5$ kΩ.
¿Qué valor de R_C fija a V_{CB} a 9 V?



Circuito para los Probs. 5-2.1 al 5-2.4



Circuito para los Probs. del 5-2 al 5-2.8



Circuito para los Probs. del 5-2.9 al 5-2.12

Sección 5-3 Circuitos complejos de polarización del transistor

El circuito amplificador de emisor-común con retroalimentación de emisor se muestra en la Fig. 5-4. En los circuitos previos, de la Sec. 5-2, utilizamos los símbolos completos para representar las baterías de cd. Desde este punto, indicaremos las fuentes de alimentación tan sólo indicando una sola terminal. La terminal de cada fuente de potencia está conectada al punto común del circuito, en este caso, indicado por el símbolo de tierra.

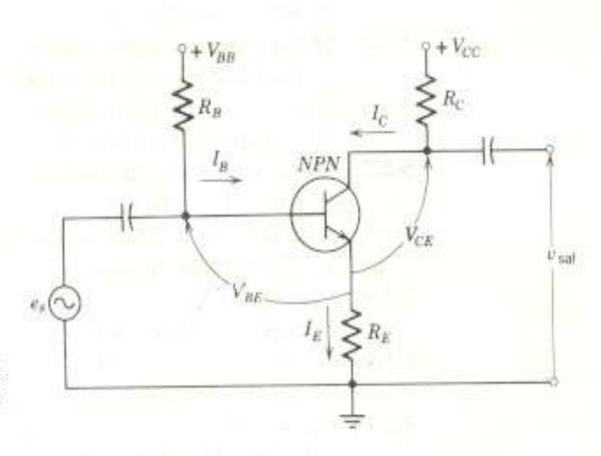


Fig. 5-4 El circuito amplificador de emisor-común con retroalimentación de emisor.

Generalmente V_{BB} y V_{CC} son la misma fuente de voltaje de tal manera que solamente se requiere una fuente para el circuito. Entonces usaremos V_{CC} por V_{BB} en todas las ecuaciones.

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff para el circuito de entrada a través de la base es

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \tag{5-5a}$$

la ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff para el circuito de salida a través del colector es

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \tag{5-5b}$$

Usando las conversiones de la Tabla 4-2, tenemos

$$I_E = \frac{1+\beta}{\beta} I_C \tag{5-5c}$$

y

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \tag{5-5d}$$

Ejemplo 5-4
Suponga que, para la Fig. 5-4 tenemos los siguientes valores numéricos para un transistor de germanio.

$V_{BB} = +15$ V $\quad V_{CC} = +15$ V $\quad V_{BE} = 0.3$ V

$R_C = 4$ kΩ $\quad R_E = 600$ Ω $\quad \beta = 60$

Encuentre el valor de R_B requerido para fijar V_{CE} a 8 V.

Solución

Poniendo estos valores en las Ecs. 5-5*a*, 5-5*b* y 5-5*c* tenemos:

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}5a)$$

$$15\text{ V} = R_B I_B + 0.3\text{ V} + 0.6\text{ k}\Omega \times I_E \quad (1)$$

y

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}5b)$$

$$15\text{ V} = 4\text{ k}\Omega \times I_C + 8\text{ V} + 0.6\text{ k}\Omega \times I_E \quad (2)$$

y

$$I_E = \frac{1+\beta}{\beta} I_C = \frac{61}{60} I_C \quad (3) \qquad (5\text{-}5c)$$

y

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_C}{60} \quad (4)$$

La Ec. (1) tiene tres incógnitas. La Ec. (2) tiene dos incógnitas. Podemos reducir a una el número de incógnitas en la Ec. (2) usando la Ec (3).

$$15\text{ V} = 4\text{ k}\Omega \times I_C + 8\text{ V} + 0.6\text{ k}\Omega \times I_E \quad (2)$$

$$15\text{ V} = 4\text{ k}\Omega \times I_C + 8\text{ V} + 0.6\text{ k}\Omega \times \frac{61}{60} I_C$$

$$4.61\text{ k}\Omega \times I_C = 7\text{ V}$$

$$I_C = 1.518\text{ mA}$$

Usando este valor para I_C en la Ec. (4) tenemos

$$I_B = \frac{I_C}{60} = \frac{1.518\text{ mA}}{60} = 0.025\text{ mA} = 25\,\mu\text{A}$$

Recordando que

$$I_E = I_B + I_C$$

Luego

$$I_E = 0.025 + 1.518 = 1.543\text{ mA}$$

Ahora podemos sustituir estos números en la Ec. (1)

$$15\text{ V} = R_B I_B + 0.3\text{ V} + 0.6\text{ k}\Omega \times I_E \quad (1)$$

$$15\text{ V} = R_B \times 0.025\text{ mA} + 0.3\text{ V} + 0.6\text{ k}\Omega \times 1.543\text{ mA}$$

$$0.025\text{ mA} \times R_B = 13.77\text{ V}$$

$$R_B = \frac{13.77\text{ V}}{0.025\text{ mA}} = \mathbf{551\text{ k}\Omega}$$



En la Fig. 5-5 se muestra un arreglo diferente para el circuito amplificador de emisor-común. Cuando se forma la ecuación de voltajes de malla a través del colector, el voltaje total en el circuito es la *diferencia de potencial* entre los dos extremos del circuito.

Letras
 eual 1

$$V_{CC} - (-V_{EE}) = V_{CC} + V_{EE}$$

Cuando se forma la malla de voltaje a través de la base, hay sólo una fuente, V_{EE}, que se considera para este circuito. Luego, las dos ecuaciones de voltajes de malla son:

$$V_{CC} + V_{EE} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}6a)$$

y

$$V_{EE} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}6b)$$

De la Tabla 4-2, las dos ecuaciones de corriente son:

$$I_E = \frac{1+\beta}{\beta} I_C \qquad (5\text{-}6c)$$

y

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \qquad (5\text{-}6d)$$

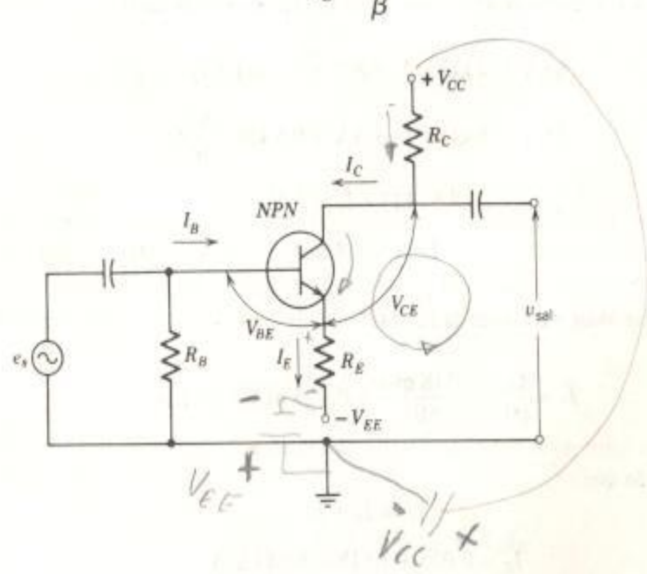


Fig. 5-5 Circuito amplificador de emisor-común con retroalimentación de emisor.

El método de la solución numérica de las Ecs. 5-6*a*, 5-6*b*, 5-6*c* y 5-6*d* no introducen nuevos conceptos. Además, dejaremos el método numérico para el grupo de problemas del final.

El circuito mostrado en la Fig. 5-6 usa ambas retroalimentaciones, la retroalimentación del emisor a través de R_E y la retroalimentación del colector a la base a través de R_B. Aquí, R_B se conecta al colector en vez de estarlo a una fuente de voltaje de base. Es importante darse cuenta que la corriente en R_C es I_E y no I_C. La ecuación de voltajes de malla es

$$V_{CC} = R_C I_E + V_{CE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}7a)$$

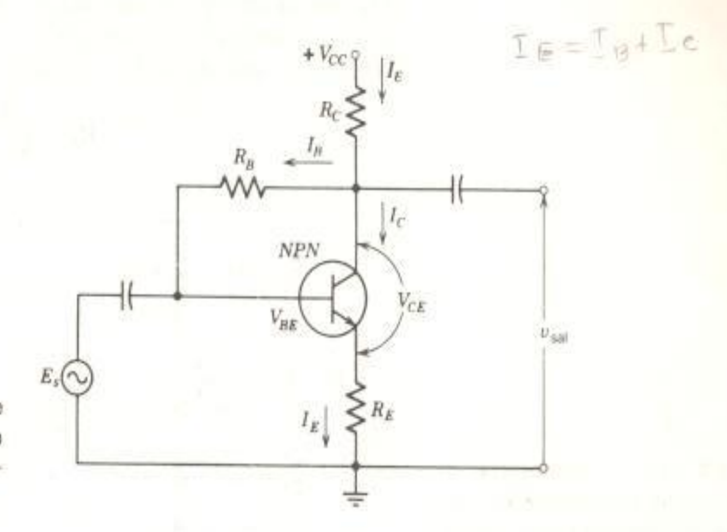
La ecuación de voltajes de malla a través de la base es

$$V_{CC} = R_C I_E + R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \qquad (5\text{-}7b)$$

La ecuación de corriente de la Tabla 4-2 que relaciona I_B e I_E es

$$I_B = \frac{I_E}{1+\beta} \quad \text{o} \quad I_E = (1+\beta)I_B \tag{5-7c}$$

$I_E = I_B + I_C$



16.6

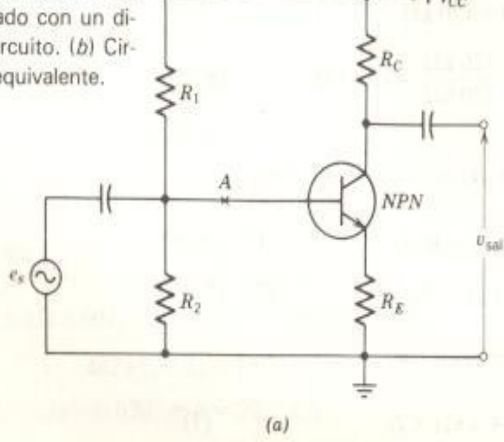
Fig. 5-6 Circuito amplificador de emisor-común con retroalimentación del colector a la base y retroalimentación de emisor.

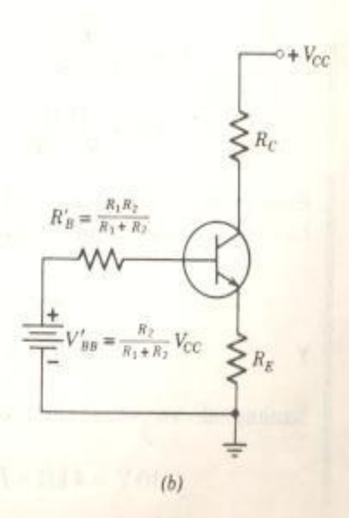
Otra vez, la solución de estas ecuaciones para valores numéricos se deja para el grupo de problemas del final.

El circuito de la Fig. 5-7*a* usa un divisor de voltaje (R_1 y R_2) para proveer la polarización de la base. Esta distribución es comúnmente usada para transistores incorporados en un CI (circuito integrado). El procedimiento que debe seguirse para determinar las corrientes en el circuito requiere de la aplicación del teorema de Thévenin. La terminal de la base se ha abierto en el punto A en la Fig. 5-7*a*. El divisor formado por R_1 y R_2 se reemplaza por una fuente en serie con una resistencia (Fig. 5-7*b*). La fuente en el circuito equivalente, por medio del teorema de Thévenin es el voltaje de circuito abierto V'_{BB} medido en el punto A.

16.7

Fig. 5-7 Circuito amplificador de emisor-común polarizado con un divisor de voltaje. (*a*) Circuito. (*b*) Circuito de polarización equivalente.

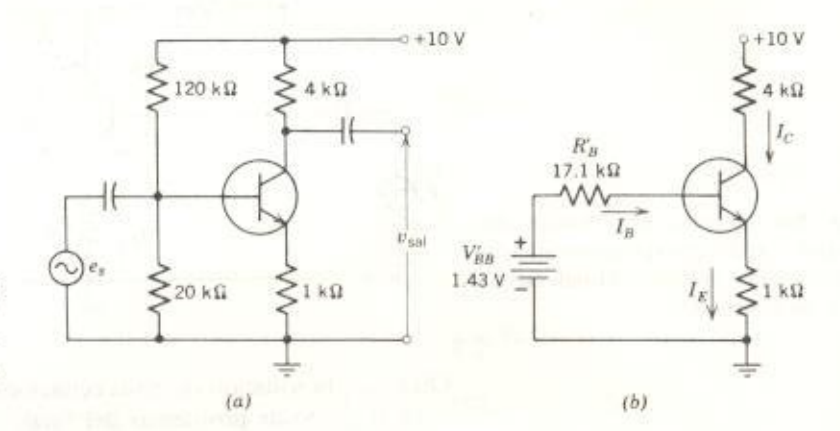




$$V'_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \qquad (5\text{-}8a)$$

La resistencia del circuito equivalente es como especifica el teorema de Thévenin, la que se "ve hacia atrás" en el circuito en el punto A con la fuente de voltaje (V_{CC}) en cortocircuito. Por lo que la resistencia equivalente del circuito, R_B, es R_1 en paralelo con R_2.

$$R'_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad (5\text{-}8b)$$



11.8

Fig. 5-8 Circuito amplificador de emisor-común con polarización derivada de un divisor de voltaje. (*a*) Circuito. (*b*) Circuito de polarización equivalente.

Ejemplo 5-5

Encuentre el valor de V_{CE} para el circuito mostrado en la Fig. 5-8*a*. El transistor es de germanio con una β de 50 y un valor de V_{BE} de 0.3 V.

Solución

El primer paso es reducir el divisor de voltaje por medio del teorema de Thévenin.

$$V'_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{20\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega + 120\ \text{k}\Omega} 10 = 1.43\ \text{V} \qquad (5\text{-}8a)$$

y

$$R'_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20\ \text{k}\Omega \times 120\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega + 120\ \text{k}\Omega} = 17.1\ \text{k}\Omega \qquad (5\text{-}8b)$$

Estos valores se muestran en la Fig. 5-8*b*.

Las ecuaciones de voltaje de malla para el circuito equivalente son:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \qquad (1) \quad (5\text{-}5b)$$

y

$$V'_{BB} = R'_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \qquad (2) \quad (5\text{-}5a)$$

Sustituyendo los valores numéricos, encontramos que

$$10\ \text{V} = 4\ \text{k}\Omega \times I_C + V_{CE} + 1\ \text{k}\Omega \times I_E \qquad (1)$$

y $$1.43\ \text{V} = 17.1\ \text{k}\Omega \times I_B + 0.3\ \text{V} + 1\ \text{k}\Omega \times I_E \qquad (2)$$

Usando la Tabla 4-2 para las relaciones de corriente, encontramos que:

$$I_E = (1 + \beta)I_B = 51 I_B \qquad (3)$$

y $$I_C = \beta I_B = 50 I_B \qquad (4)$$

Sustituyendo la Ec. (3) en la Ec. (2), encontramos que

$$1.43\ \text{V} = 17.1\ \text{k}\Omega \times I_B + 0.3\ \text{V} + 1\ \text{k}\Omega \times 51\ I_B$$

$$68.1\ \text{k}\Omega \times I_B = 1.13\ \text{V}$$

$$I_B = 0.0166\ \text{mA} = 16.6\ \mu\text{A}$$

Evaluando la Ec. (3) y la Ec. (4) tenemos

$$I_C = 50 I_B = 50 \times 0.0166\ \text{mA} = 0.830\ \text{mA}$$

y $$I_E = 51 I_B = 51 \times 0.0166\ \text{mA} = 0.846\ \text{mA}$$

Sustituyendo estos valores en la Ec. (1) tenemos

$$10\ \text{V} = 4\ \text{k}\Omega \times 0.830\ \text{mA} + V_{CE} + 0.846\ \text{V}$$

$$V_{CE} = 10\ \text{V} - 0.846\ \text{V} - 4\ \text{k}\Omega \times 0.830\ \text{mA} = \mathbf{5.83\ V}$$

Ejemplo 5-6

Obtenga el valor requerido de R_2 para que el V_C, sea igual a 10 V en el circuito de la Fig. 5-9*a*.

Solución

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del colector es

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

Usando los valores numéricos tenemos

$$20\ \text{V} = 6\ \text{k}\Omega \times I_C + 10\ \text{V} + 2\ \text{k}\Omega \times I_E \qquad (1)$$

Pero, de la Tabla 4-2,

$$I_C = \beta I_B = 60\ I_B \qquad (2)$$

y $$I_E = (1 + \beta)I_B = 61 I_B \qquad (3)$$

Sustituyendo en la Ec. (1), encontramos que

$$20\ \text{V} = 6\ \text{k}\Omega \times 60 I_B\ \text{mA} + 10\ \text{V} + 2\ \text{k}\Omega \times 61 I_B\ \text{mA}$$

$$482\ \text{k}\Omega \times I_B = 10\ \text{V}$$

$$I_B = 0.0207\ \text{mA} = 20.7\ \mu\text{A}$$

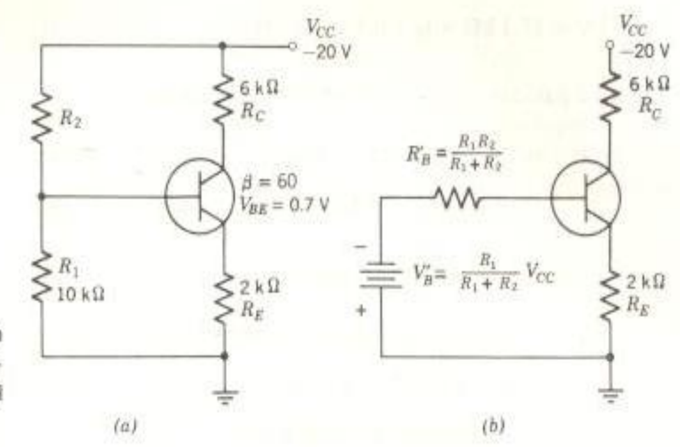


Fig. 5-9 Distribución de polarización de base por divisor de voltaje. *(a)* Circuito *(b)* Circuito equivalente por el teorema de Thévenin.

El valor de la corriente del emisor es

$$I_E = (1 + \beta)I_E = (1 + 60)(0.0207) = 1.263 \text{ mA}$$

El circuito divisor de voltaje en la base es convertido al circuito dado en la Fig. 5-9*b* por medio del teorema de Thévenin. La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través de la base es

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_B + V_{BE} + I_E R_E$$

Sustituyendo los valores numéricos, encontramos que

$$\frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + R_2} 20 \text{ V} = \frac{10 \text{ k}\Omega \times R_2}{10 \text{ k}\Omega + R_2} 0.0207 \text{ V} + 0.7 \text{ V} + 1.263 \text{ mA} \times 2 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{200}{10 \text{ k}\Omega + R_2} = \frac{0.207 R_2}{10 \text{ k}\Omega + R_2} + 3.226 \text{ V}$$

Quitando las fracciones, tenemos:

$$200 = 0.207 R_2 + 3.226(10 + R_2)$$

$$200 = 0.207 R_2 + 32.26 + 3.226 R_2$$

$$3.433 R_2 = 167.74$$

y

$$R_2 = \mathbf{48.9 \text{ k}\Omega}$$

Si se hubiera dado el valor de R_2, tendríamos que seguir el mismo procedimiento para obtener el valor numérico de R_1.

Hay una gran variedad en los medios utilizados para establecer los valores de operación de un transistor. El procedimiento general (en el

análisis) es reducir el circuito a una de las formas que hemos considerado en este capítulo.

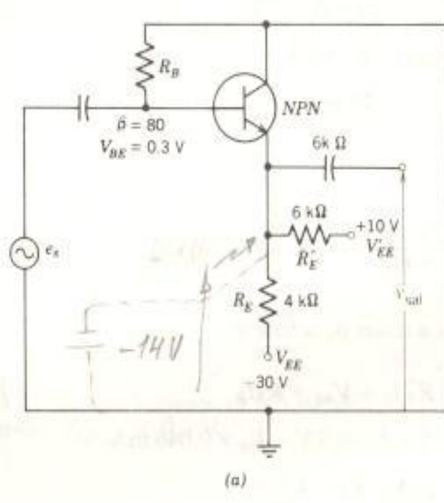
Ejemplo 5-7

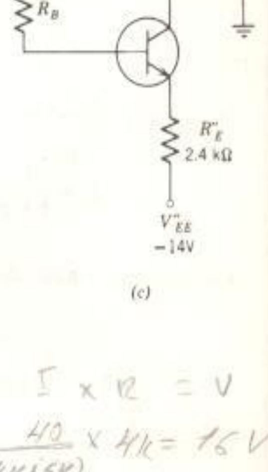
Encuentre el valor de R_B en el circuito de la Fig. 5-10*a* que fija el V_{CE} a 5 V.

Solución

El circuito divisor de voltaje aislado se muestra en la Fig. 5-10*b*. El voltaje en una terminal del divisor de voltaje (punto *C*) es + 10 V. El voltaje en el otro extremo del divisor de voltaje (punto *A*) es − 30 V. Por lo tanto, la diferencia de potencial o el voltaje a través de todo el divisor ($R_E + R'_E$) es

$$V'_{EE} - (-V_{EE}) = 10 - (-30) = 40 \text{ V}$$





C + 10 V
6 kΩ
B
4 kΩ
V_{AB}
A −30 V
(b)

16-10

Fig. 5-10 Amplificador con divisor de voltaje en el circuito del emisor. (*a*) Circuito. (*b*) Divisor de voltaje del emisor. (*c*) Circuito simplificado.

Luego el voltaje del punto *A* al punto *B*, V_{AB} por medio de la regla del divisor de voltaje es

$$V_{AB} = 40 \text{ V} \frac{4 \text{ k}\Omega}{4 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega} = 16 \text{ V}$$

Por divisor de voltaje

Y el potencial del punto B con respecto a tierra es V''_{EE}.

$$V''_{EE} = (-30) + (+16) = -14 \text{ V}$$

La resistencia R del circuito equivalente del divisor de voltaje del emisor se encuentra utilizando el teorema de Thévenin, como

$$R''_E = \frac{4\text{ k}\Omega \times 6\text{ k}\Omega}{4\text{ k}\Omega + 6\text{ k}\Omega} = 2.4\text{ k}\Omega$$

Estos valores son colocados en el circuito equivalente, Fig. 5-10c. La ecuación de voltajes de malla a través del colector es:

$$V''_{EE} = R''_E I_E + V_{CE}$$

Utilizando los valores numéricos, tenemos:

$$14\text{ V} = 2.4\text{ k}\Omega \times I_E + 5\text{ V}$$

$$2.4\text{ k}\Omega \times I_E = 9\text{ V}$$

$$I_E = 3.75\text{ mA}$$

y la corriente de base es

$$I_B = \frac{I_E}{1+\beta} = \frac{3.75\text{ mA}}{1+80} = 0.046\text{ mA} = 46\ \mu A$$

La ecuación de voltajes de malla a través de la base es

$$V''_{EE} = R''_E I_E + V_{BE} + R_B I_B$$

$$14\text{ V} = 2.4\text{ k}\Omega \times 3.75\text{ mA} + 0.3\text{ V} + R_B \times 0.046\text{ mA}$$

$$0.046\text{ mA} \times R_B = 4.7\text{ V}$$

$$R_B = \frac{4.7\text{ V}}{0.046\text{ mA}} = \mathbf{102\text{ k}\Omega}$$

Problemas

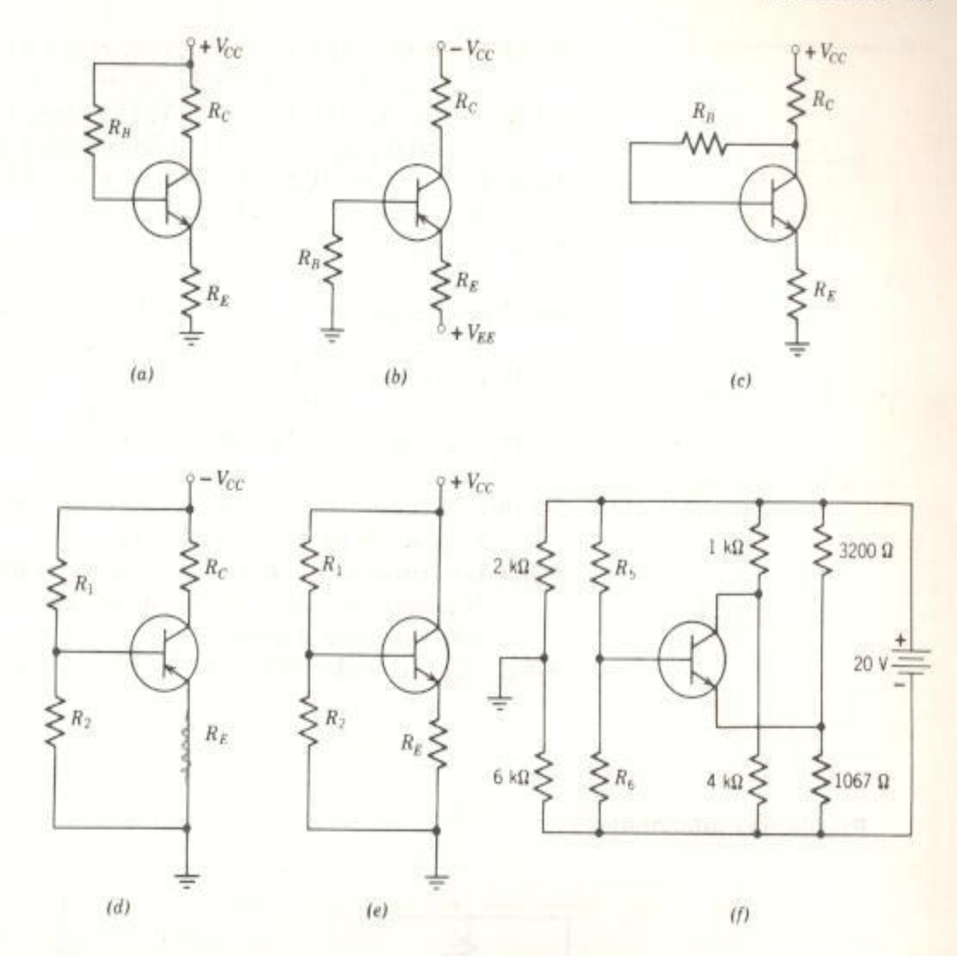
5-3.1 En el circuito (*a*), V_{CC} es + 20 V, R_C es de 5 kΩ, R_E = 4 kΩ, y R_B es de 750 kΩ. Encuentre V_{CE} e I_C.

5-3.2 En el circuito (*a*), V_{CC} es + 10 V, R_E es de 2 kΩ, R_C = 4 kΩ y R_B es de 750 kΩ. Encuentre V_{CE} e I_C.

5-3.3 En el circuito (*a*), V_{CC} es + 45 V, R_E es de 5 kΩ y R_C es de 8 kΩ. Encuentre R_B para fijar V_{CE} a 25 V.

5-3.4 ¿Qué valor de R_B saturará el transistor del Prob. 5-3.1?

5-3.5 En el circuito (*b*), V_{CC} es $-$18 V y V_{EE} es + 4 V, R_E es de 2000 Ω y R_C es de 4000 Ω. ¿Qué valor de R_B establece una corriente de operación de 1.5 mA para I_C? ¿Cuál es el valor de V_{CE}?



Circuitos para los Probs. 5-3.1 al 5-3.22. Todos los transistores son de silicio (V_{BE} = 0.7 V) y el valor de β es 60. También, $V_{CE,\,sat}$ = 0.2 V

5-3.6 En el circuito (*b*), V_{CC} es −12 V y V_{EE} es + 5 V, R_E es de 0.8 kΩ, R_B de 50 kΩ y R_C es de 2.4 kΩ. ¿Qué valor tienen I_C y V_{CE}?

5-3.7 En el circuito (*c*), V_{CC} es + 10 V y R_E es de 2 kΩ. ¿Qué valores de R_C y R_B hacen el valor de V_{CE} igual a 6 V?

5-3.8 En el circuito (*c*), V_{CC} es + 12 V y R_E es de 1500 Ω y R_C de 5 kΩ. ¿Qué valor de R_B fija a V_{CE} a un valor de 4 V?

5-3.9 En el circuito (*c*), V_{CC} es + 12 V y R_E es de 1800 Ω. ¿Qué valores de R_C y R_B hacen que V_{CE} sea igual a 3 V cuando I_C es 2.0 mA?

5-3.10 En el circuito (*c*), V_{CC} es de + 15 V, R_E y R_C son cada una de 1500 Ω. Si R_B es muy grande, digamos de 10 MΩ, V_C es un valor grande. Si R_B es disminuida lentamente. ¿Cuál es la corriente de base y cuál es V_{CE} cuando V_{EE} es disminuido a su valor mínimo?

5-3.11 En el circuito (*d*), V_{CC} es −10 V, R_E es de 2 kΩ, R_C es de 3 kΩ y R_1 y R_2 son cada una de 200 kΩ. Encuentre I_C y V_{CE}.

5-3.12 En el circuito (*d*), V_{CC} es −4 V, R_E es de 1 kΩ, R_2 de 50 kΩ, R_C es de 10 kΩ, y R_1 de 150 kΩ. Encuentre V_{CE}.

5-3.13 En el circuito (*d*), V_{CC} es -20 V, R_C es de 5 kΩ, R_E es de 2 kΩ, R_1 de 70 kΩ y R_2 es de 30 kΩ. Encuentre I_C y V_{CE}.

5-3.14 En el circuito (*d*), V_{CC} es -10 V, I_C es 1 mA, V_{CE} es de 3 V, R_E es de 1500 Ω y R_2 es de 100 kΩ. Encuentre R_C y R_1.

5-3.15 En el circuito (*d*), V_{CC} es -10 V, R_C es de 2 kΩ, R_E es de 1 kΩ, R_2 de 10 kΩ y V_{CE} es 4 V. Encuentre R_1.

5-3.16 En el circuito (*d*), V_{CC} es -16 V, R_C es de 10 kΩ, R_E es de 600 Ω, R_2 es de 10 kΩ y V_{CE} es de 8 V. Encuentre R_1.

5-3.17 En el circuito (*e*), V_{CC} es $+\ 12$ V, R_E es de 1500 Ω y R_2 es de 30 kΩ. Determine el valor de R_1 que hace que V_{CE} sea 6 V.

5-3.18 En el circuito (*e*), V_{CE} es $+\ 15$ V, R_1 es de 300 kΩ, R_2 es de 120 kΩ y R_E es de 1200 Ω. Determine I_C y V_{CE}.

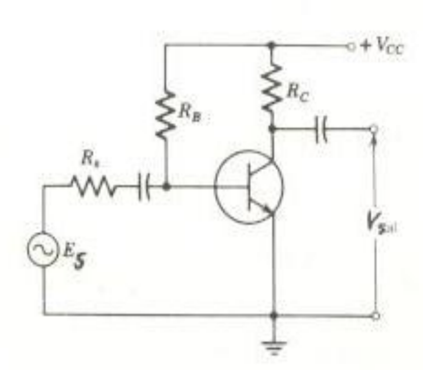
5-3.19 ¿Qué valor de R_1 hace el V_{CE} igual a 4 V para el transistor del Prob. 5-3.17?

5-3.20 En el circuito (*e*), V_{CC} es $+\ 30$ V, R_E es de 10 kΩ, R_1 es de 100 kΩ y R_2 es de 100 kΩ. Encuentre I_B y V_{CE}.

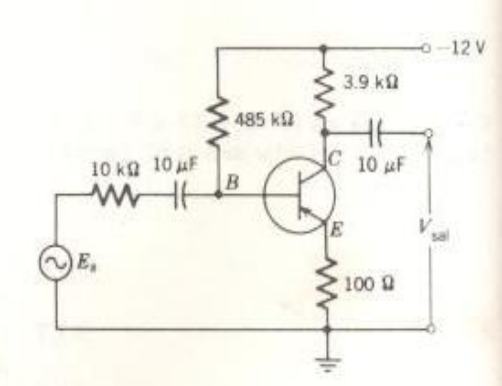
5-3.21 En el circuito (*f*), si R_5 y R_6 son cada uno de 100 kΩ, ¿cuál es V_{CE}? Determine los voltajes medidos de tierra al colector, de tierra a la base y de tierra al emisor.

5-3.22 Repita el Prob. 5-3.21 si R_5 y R_6 son cada una de 10 kΩ.

Problemas adicionales



Circuito para los Probs. 5-1 y 5-2

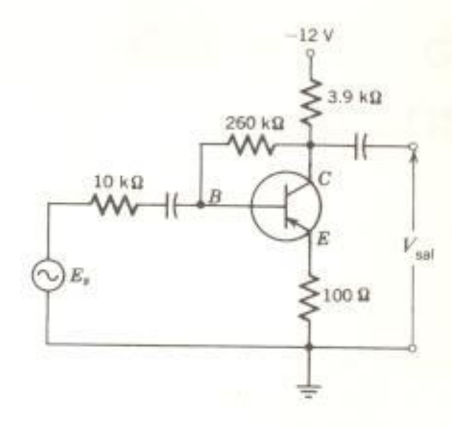


Circuito para los Probs. 5-3 y 5-4

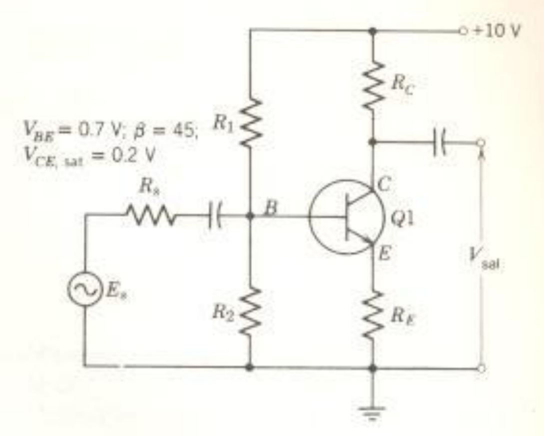
5-1 Si $V_{CC} = +\ 12$ V; $\beta = 40$; $V_{BE} = 0.7$ V; $R_C = 4$ kΩ y $V_{CE,\ Sat} = 0.2$ V. Encuentre el valor de R_B máximo para saturar al transistor.

5-2 Si $V_{CC} = +\ 15$ V; $\beta = 50$; $V_{BE} = 0.7$ V; $R_C = 4$ kΩ; y $R_B = 470$ kΩ. Encuentre V_{CE}.

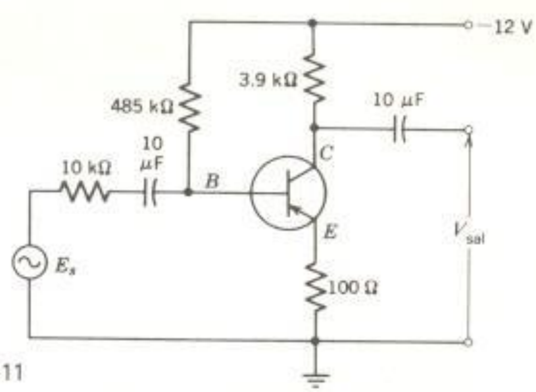
5-3 Los resultados obtenidos experimentalmente muestran que I_B es de 23 μA y que $I_E = 1.5$ mA. Encuentre el V_{BE} y determine los voltajes medidos de cada electrodo *B*, *C* y *E* a tierra.



Circuito para el Prob. 5-5



Circuito para los Probs. 5-6 al 5-10



Circuito para el Prob. 5-11

5-4 Repita el Prob. 5-3 si la fuente de voltaje se invierte a + 12 V.

5-5 Si V_{BE} es de 0.3 V y β es de 35. Encuentre V_{CE}.

5-6 Si R_1 = 400 kΩ; R_2 = 160 kΩ; R_E = 4 kΩ y R_C = 20 kΩ. Encuentre V_{CE}.

5-7 Si R_2 = 50 k; R_E = 1 kΩ; R_C = 3 kΩ y V_{CE} = 6 V. Encuentre R_1.

5-8 Si R_1 = 100 kΩ; R_2 = 35 kΩ; R_E = 1 kΩ y R_C = 5 kΩ. Determine V_{CE}.

5-9 Si R_1 = 200 kΩ; R_E = 2 kΩ; R_C = 6 kΩ y V_{CE} = 6 V. Encuentre R_2.

5-10 Use los datos del Prob. 5-6. Si R_C es incrementada hasta que se satura el transistor. ¿Cuál es el valor de R_C?

5-11 Mediciones experimentales determinaron un valor de 23 μA para I_B y 1.5 mA para I_E. Determine V_{BE}. ¿Cuáles son los valores de voltaje esperados de B a tierra, de C a tierra y de E a tierra?

17.

6 Líneas de carga del transistor

Los principios de una línea de carga pueden demostrarse resolviendo gráficamente un circuito serie de dos resistencias (Sec. 6-1). La intersección de dos líneas de carga proporciona los valores del punto estático de operación como se mostró para el caso de un diodo en serie con una resistencia. La resistencia de polarización R_B (o la red de polarización) establece el punto de operación estático para el amplificador con transistores (Sec. 6-2). La línea de carga, también puede usarse para determinar los niveles máximos de la señal de salida. Cuando el circuito amplificador de emisor común tiene diferentes valores de resistencia de carga para el circuito de cd y para el de ca, requerimos dos líneas de carga una para cc y otra para ca (Sec. 6-3). Podemos fijar el punto de operación estático en un valor tal que obtengamos el máximo voltaje de salida posible, pico-a-pico, sin que la señal se recorte.

17.1

Sección 6-1 El concepto de línea de carga

Línea de carga es el término utilizado para describir en forma gráfica la relación entre los valores de corriente y voltaje que son posibles para una componente o un circuito particular.

La ley de Ohm fue determinada originalmente de un concepto gráfico, mostrando que la línea de carga para una resistencia es una línea recta.

Considere el circuito serie de dos resistencias, R_1 y R_2, conectadas a una fuente de alimentación de voltaje constante V (Fig. 6-1*a*). La gráfica en la cual se muestran las líneas de carga para las resistencias se muestra en la Fig. 6-1*b*. El ancho total de la gráfica es V volts, el valor del voltaje de alimentación. La línea de carga para R_2 se dibuja de A a E. Es una línea recta porque R_2 es una resistencia fija. Cuando se aplica el voltaje total V a través de R_2, el valor de la corriente es V/R_2 y, así, se localiza el punto E. Esta línea tiene una pendiente positiva de valor $+1/R_2$.

La línea de carga para R_1 se dibuja considerando el punto B como cero volts y el punto A como V volts; esto es, la escala de V se lee de B a A en vez de A a B. Cuando se aplica el voltaje completo V a través de R_1, el valor de la corriente es V/R_1, localizando el punto D. En términos de los ejes coordenados que tienen el cero en el punto A, esta línea tiene una pendiente negativa de valor $-1/R_1$. Esta pendiente negativa no implica una resistencia negativa. Es sólo $-1/R_1$ debido a la forma en la cual se considera la pendiente.

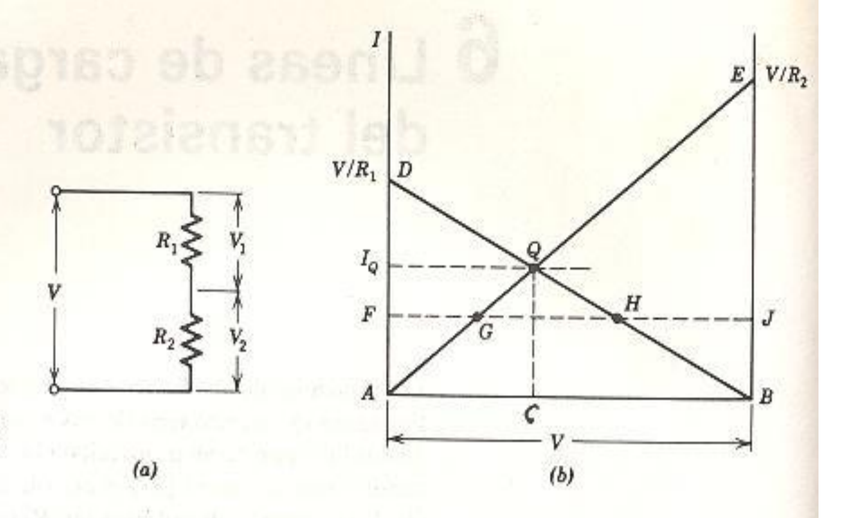


Fig. 6-1 Solución gráfica para un circuito serie. *(a)* Circuito. *(b)* Solución gráfica.

La línea de A a E representa todos los valores de corriente a través de R_2 cuando el voltaje a través de R_2 se varía de 0 a V. De manera similar, la línea de B a D representa todos los valores de corriente a través de R_1 cuando el voltaje a través de R_1 se varía de 0 a V.

Considere otra vez el circuito original. Este es un circuito serie y el requerimiento de un circuito serie es que la corriente en todas las partes del mismo sea igual. La línea horizontal FJ representa una corriente F que es común a ambas resistencias. La caída de voltaje a través de R_2 para esta corriente es FG y a través de R_1 es JH. Obviamente, FG más JH no es igual a V, así que este valor de corriente F no puede ser la solución gráfica para la red.

El único valor de corriente que puede ser la solución para la red es el valor I_Q dado por la intersección de las dos líneas de carga en el punto Q; este punto se llama punto —Q, *punto estático* o *punto de operación*. En Q, el voltaje a través de R_2 es AC y el voltaje a través de R_1 es BC. Estos dos valores suman justamente el voltaje de alimentación V.

Quiescent

Al usar este método gráfico, notamos que la pendiente y la dirección de la línea de carga para R_2 no cambian si la fuente de voltaje V cambia. Por otra parte, si la fuente de voltaje cambia, la localización de B cambia y el valor de V/R_1 cambia. La pendiente de esta línea de carga no cambia; es decir, permanece en el valor $-1/R_1$. La conclusión importante que observamos es que *cualquier línea* paralela a $B—H—Q—D$ tiene la pendiente $-1/R_1$ y tiene el valor de resistencia R_1.

La Fig. 6-2*a* muestra un diodo en serie con una resistencia de carga R_L y una fuente de voltaje V. La característica directa del diodo es no lineal como se muestra en la Fig. 6-2*b*. Se dibuja una línea de carga para R_L en esta curva característica. La intercepción de la línea con el eje X es V_A y la intercepción con el eje Y es V_A/R_L.

La intersección de la característica del diodo con la línea de carga es el punto de operación (o el punto Q) del circuito.

Los puntos extremos de la línea de carga son equivalentes a:

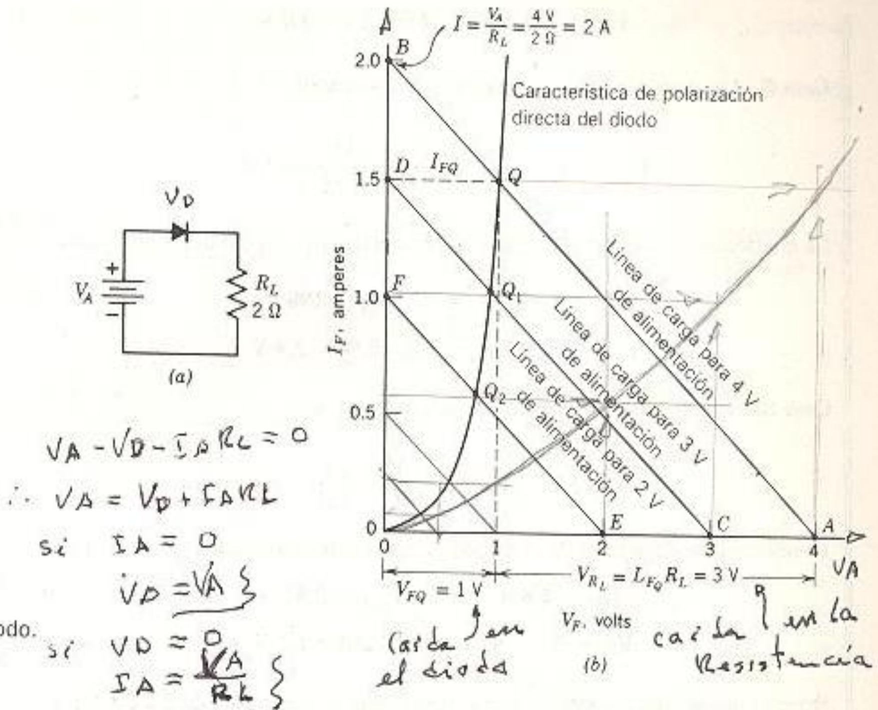


Fig. 6-2 El punto Q para un diodo. (*a*) Circuito. (*b*) Líneas de carga.

1. El voltaje que existe a través de las terminales de la base conectora del diodo si éste se quita del circuito.
2. La corriente en el circuito si se pone un cortocircuito a través del diodo.

Ejemplo 6-1

Utilizando el circuito y la curva característica del diodo de la Fig. 6-2, determine la corriente y el voltaje del mismo para:

Caso I. $V_A = 4\ V$
Caso II. $V_A = 3\ V$
Caso III. $V_A = 2\ V$

Solución

Caso I. Los puntos extremos de la línea de carga son

$$V_A = 4\ \text{V} \quad \text{y} \quad I = \frac{V_A}{R_L} = \frac{4\ \text{V}}{2\ \Omega} = 2\ \text{A}$$

Estos puntos se localizan en A y B en la Fig. 6-2*b*. La línea de carga se dibuja entre A y B. La intersección de la línea de carga con la característica del diodo (punto Q) da

$$I_{FQ} = \mathbf{1.5\ A} \quad \text{y} \quad V_{FQ} = \mathbf{1.0\ V}$$

La caída del voltaje a través de R_L es

$$V_{R_L} = V_A - V_{FQ} = 4.0 - 1.0 = \mathbf{3.0\ V}$$

Caso II. Los puntos extremos de la línea de carga son

$$V_A = 3\text{ V} \quad \text{y} \quad I = \frac{V_A}{R_L} = \frac{3\text{ V}}{2\ \Omega} = 1.5\text{ A}$$

La intersección de la línea de carga con la característica del diodo (punto Q_1) da

$$I_{FQ_1} = \mathbf{1.05\ A} \quad \text{y} \quad V_{FQ_1} = \mathbf{0.90\ V}$$

y

$$V_{R_L} = V_A - V_{FQ_1} = 3.0 - 0.90 = \mathbf{2.1\ V}$$

Caso III. Los puntos extremos de la línea de carga son

$$V_A = 2\text{ V} \quad \text{y} \quad I = \frac{V}{R_L} = \frac{2\text{ V}}{2\ \Omega} = 1\text{ A}$$

La intersección de la línea de carga con la característica del diodo (punto Q_2) da

$$I_{FQ_2} = \mathbf{0.6\ A} \quad \text{y} \quad V_{FQ_2} = \mathbf{0.8\ V}$$

y

$$V_{R_L} = V_A - V_{FQ_2} = 2.0 - 0.8 = \mathbf{1.2\ V}$$

Deberá notarse que, cuando el voltaje de la fuente se incrementa de 2 V a 3 V y a 4 V, el cambio en V_{FQ} no es proporcional; ya que éste cambia de

0.8 V a 0.9 V y a 0.1 V

aunque el cambio en I_{FQ} es más lineal

va de 0.6 A a 1.05 A y a 1.5 A

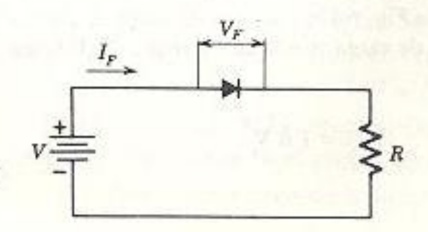
Problemas

6-1.1 Se conectan en serie una resistencia de 30 Ω y una de 40 Ω con una fuente de 120 V. Empleando un método gráfico, determine la corriente en el circuito y la caída de voltaje a través de cada resistencia.

6-1.2 Se conectan en serie una resistencia de 10 Ω y una de 3 Ω con una fuente de 15 V. Empleando un método gráfico, determine la corriente en el circuito y la caída de voltaje a través de cada resistencia.

Datos para la característica del diodo

V_F (volts)	0	0.4	0.6	0.8	1.0
I_F (mA)	0	10	20	60	150



Circuito y datos para los Probs. 6-1.3 y 6-1.4.

6-1.3 Si R es de 200 Ω, ¿cuál es el cambio en V_F y en I_F si V se incrementa de 8 V a 12 V?

6-1.4 Si R es de 50 Ω y V es de 5 V, ¿cuál es la potencia disipada en forma de calor ($V_{FQ}I_{FQ}$) en el diodo?

Sección 6-2 La línea de carga de cc para el transistor

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del colector para el circuito amplificador de emisor-común mostrado en la Fig. 6-3*a* es

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$

Fig. 6-3 La línea de carga de cd. (*a*) Circuito. (*b*) La línea de carga en la característica del colector del transistor.

Para un circuito particular, V_{CC} y R_C son cantidades fijas e I_C y V_{CE} son variables que dependen del valor de R_B. Si esta ecuación se resuelve para I_C, tenemos

$$I_C R_C = -V_{CE} + V_{CC}$$

Dividiendo entre R_C, tenemos

m x + b

$$I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} \qquad (6\text{-}1)$$

VCE = x. y = I

Esta ecuación tiene la forma

$$y = mx + b$$

la cual es una de las formas estándar de la ecuación de la línea recta. En esta forma, b es la intercepción con el eje Y y m es la pendiente de la línea de carga. La intercepción del eje Y con la línea de carga es V_{CC}/R_C y la pendiente de la línea de carga es $(-1/R_C)$. Así, mostramos que la línea de carga para un transistor es una recta cuando se dibuja en la característica del colector (Fig. 6-3*b*).

Cuando I_C es cero en la Ec. 6-1, tenemos

$$0 = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Luego

$$\frac{V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

o

$$V_{CE} = V_{CC} \tag{6-2}$$

La Ec. 6-2 establece que un extremo de la línea de carga tiene las coordenadas

$$I_C = 0 \quad \text{y} \quad V_{CE} = V_{CC}$$

La intersección de la línea de carga con el eje X es V_{CC}.

Cuando V_{CE} es cero en la Ec. 6-1, tenemos

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \tag{6-3}$$

La Ec. 6-3 establece que el otro extremo de la línea de carga tiene las coordenadas.

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad \text{y} \quad V_{CE} = 0$$

La intersección de la línea de carga con el eje y es V_{CC}/R_C.

Supongamos que el transistor mostrado en el circuito de la Fig. 6-3*a* se puede quitar de su base. La intercepción con el eje *X* es el voltaje que medimos a través de las terminales de la base del transistor (terminal *C* a terminal *E*). La intercepción con el eje *Y* es la corriente de "cortocircuito" medida en un conductor que establece un corto de la terminal *C* a la terminal *E*.

Una fuente de señal E_s que tiene una resistencia R_s se conecta al amplificador de emisor común (Fig. 6-4). Cuando E_s aumenta a partir de

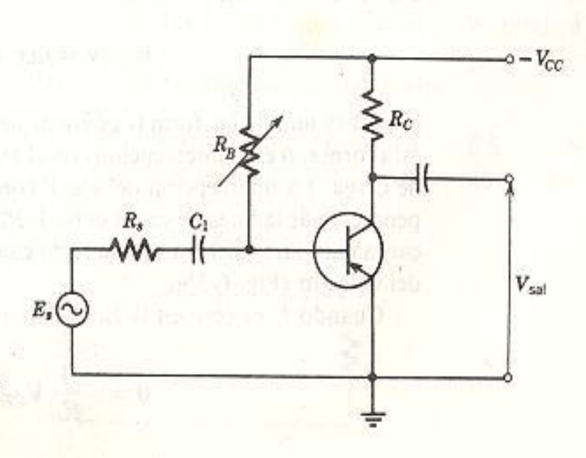


Fig. 6-4 Circuito que proporciona una señal de salida de ca.



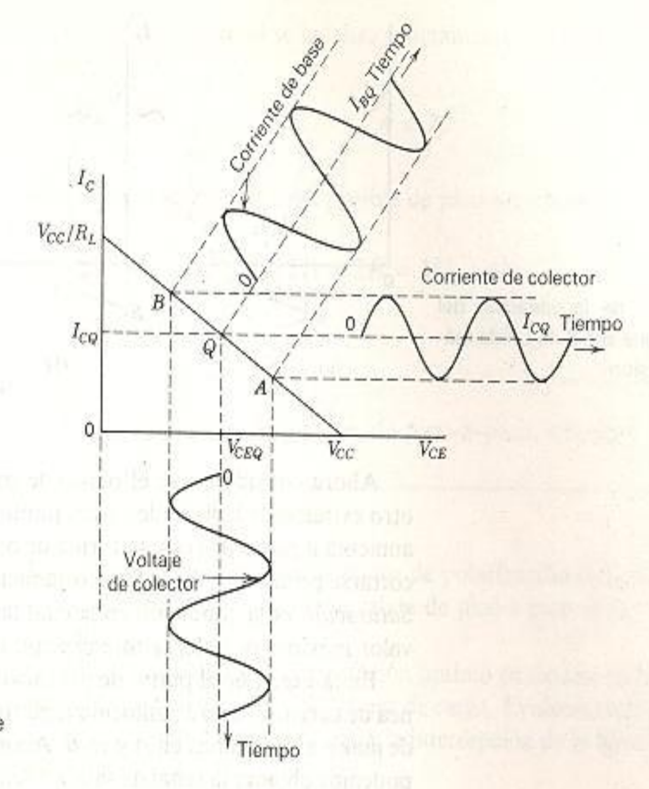


Fig. 6-5 Señales de ca obtenidas de una línea de carga.

cero, se produce una corriente de señal de ca en la base. En consecuencia, esta corriente en la base produce una corriente de señal de ca en el colector. La corriente de señal de ca en R_C produce una caída de voltaje de señal de ca que nosotros observamos en R_C como la señal de salida V_{sal}.

Ajustemos R_B en el circuito de la Fig. 6-4 a un valor de I_B que localice el punto de operación del transistor en el punto Q en la linea de carga, Fig. 6-5. La pequeña corriente de señal senoidal alimentada en la base varía la corriente de la base senoidalmente de Q a B a Q a A y a Q. Esta variación senoidal de la corriente de la base se muestra en la Fig. 6-5 en forma diagonal, donde se grafican dos ciclos contra el tiempo. La variación senoidal de la corriente de base ocasiona que la corriente del colector varie en sentido senoidal. Se dibujan dos ciclos de la corriente de colector en una escala horizontal de tiempo. La variación del voltaje de colector correspondiente se dibuja en dirección vertical y se representan dos ciclos.

Considere el circuito de la Fig. 6-4 donde R_B se ajusta para obtener sucesivamente tres puntos de operación diferentes: Q_1, Q_2 y Q_3. Estos puntos de operación se muestran en las líneas de carga de las Figs. 6-6*a*, 6-6*b* y 6-6*c*. En cada caso, la fuente de señal E_s se aumenta a partir de cero hasta que uno o ambos lados de la señal de salida empieza a "recortarse" o a aplanarse. Si el punto de operación es Q_1 (Fig. 6-6*a*) la señal de salida empieza a recortarse primero en A. A esta condición de recortamiento se le llama corte, puesto que la corriente del colector en este punto es cero, su valor mínimo.

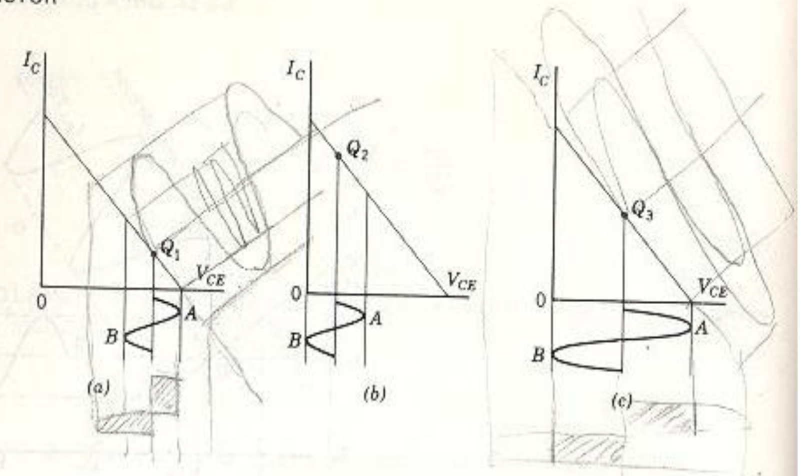


Fig. 6-6 Efecto de la variación del punto Q para una señal de salida máxima sin distorsión.

Ahora considere que el punto de operación está localizado hacia el otro extremo de la línea de carga, punto Q_2 en la Fig. 6-6*b*. Cuando E_s se aumenta a partir de cero, la forma de onda de salida ahora empieza a recortarse primero en B. Este recortamiento es causado por la saturación. *Saturación* es la condición en la cual la corriente del colector está en su valor máximo posible, la intercepción del eje Y con la línea de carga.

En la Fig. 6-6*c* el punto de operación Q_3 se localiza al centro de la línea de carga. Cuado E_s aumenta a partir de cero, el recortamiento ocurre de manera simultánea en A y en B. Ahora tenemos la condición de la cual podemos obtener la señal de salida máxima posible. Este punto de operación se llama *punto-Q óptimo*.

En la Fig. 6-7 la distancia del punto-Q al origen medido a lo largo del eje X es A.
La distancia del punto-Q a V_{cc} medida a lo largo del eje X es B. En este diagrama.

$$A < B$$

Por lo que, la señal de salida máxima posible es de $2A$ volts de pico-a-pico.

Si el punto de operación se localiza de tal manera que

$$A > B$$

la señal de salida máxima posible es de $2B$ volts de pico-a-pico.

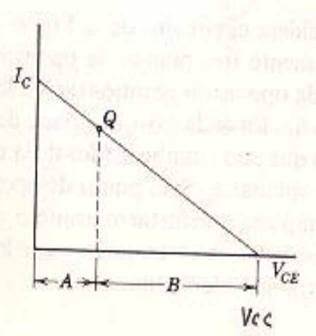


Fig. 6-7 Línea de carga que muestra el punto Q.

Cuando el punto-Q se localiza exactamente en el centro de la linea de carga

$$A = B$$

y la señal de salida máxima posible de pico-a-pico es

$$2A = 2B = V_{CC} \text{ volts}$$

o

$$V_{sal} = V_{CC} \text{ volts, de pico-a-pico, máxima} \qquad (6\text{-}4)$$

Este punto-Q proporciona el punto de polarización óptimo para el circuito, puesto que el voltaje de salida de pico-a-pico es del mayor valor posible.

Mostramos el punto de operación óptimo en detalle en la Fig. 6-8. El punto-Q está en el centro de la linea de carga. Evidentemente, el valor de I_{CQ} está a la mitad entre el origen y la intercepción de la linea de carga y el eje I_C.

$$I_{CQ} = \frac{1}{2}\frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

Para tener una sola ecuación que cubra todos los casos posibles para una linea de carga, esta ecuación se ordena para conformar una ecuación general, la cual se desarrolla en la Sec. 6-3.

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_C} \qquad (6\text{-}5)$$

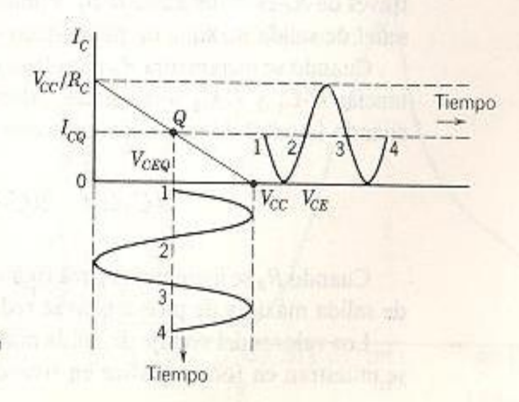


Fig. 6-8 Condición de polarización óptima.

Ejemplo 6-2
El transistor utilizado en el circuito de la Fig. 6-4 tiene una β de 50 y un valor de 0.7 V para V_{BE}. R_C es de 5.6 kΩ y V_{CC} es de —15 V. Determine el valor de R_B requerido para ajustar el circuito al punto de operación óptimo.

Solución
La corriente del colector I_{CQ} es

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_C} = \frac{15\text{ V}}{5.6\text{ k}\Omega + 5.6\text{ k}\Omega} = 1.34\text{ A} \qquad (6\text{-}5)$$

La corriente de la base es

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{1.34\text{ mA}}{50} = 0.0268\text{ mA} = 26.8\,\mu\text{A}$$

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través de la base es

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE}$$

$$15\text{ V} = 0.0268\text{ mA} \times R_B\text{ k}\Omega + 0.7\text{ V}$$

$$\mathbf{R_B = 534\text{ k}\Omega}$$

El amplificador de emisor-común mostrado en la Fig. 6-9a usa dos fuentes de voltaje, una de —6 V para V_{CC} y otra de +4 V para V_{EE}. La resistencia de polarización se varía sobre un amplio margen de valores y se miden los voltajes del colector a tierra y del emisor a tierra. Los valores medidos están representados en forma gráfica en la curva mostrada en la Fig. 6-9b.

Cuando se satura el transistor, éste ya no puede proporcionar una salida de señal útil. La condición de saturación se localiza en el punto A.

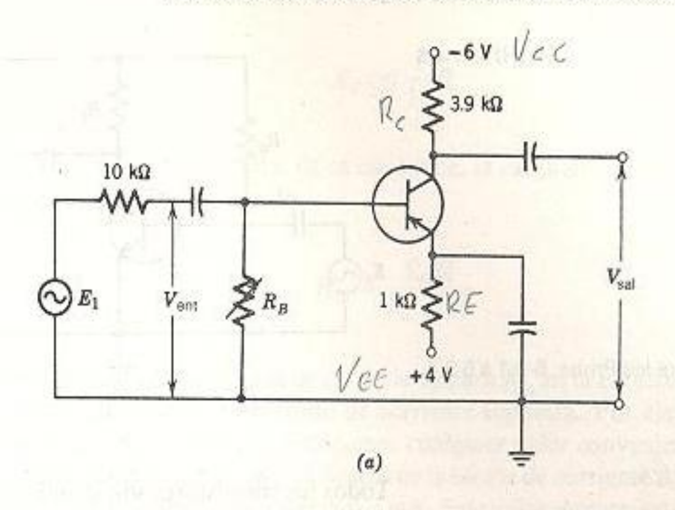
Cuando se incrementa R_B de tal manera que el punto-Q está en el punto B, el intervalo de voltaje de salida máximo posible a través del transistor es la distancia $B\text{-}B_1$ y el intervalo de voltajes de señal posible a través de R_C es la distancia $B\text{-}B_2$. Puesto que $B\text{-}B_1$ es menor que $B\text{-}B_2$, la señal de salida máxima de pico-a-pico sin distorsión es $2(B\text{-}B_1)$ volts.

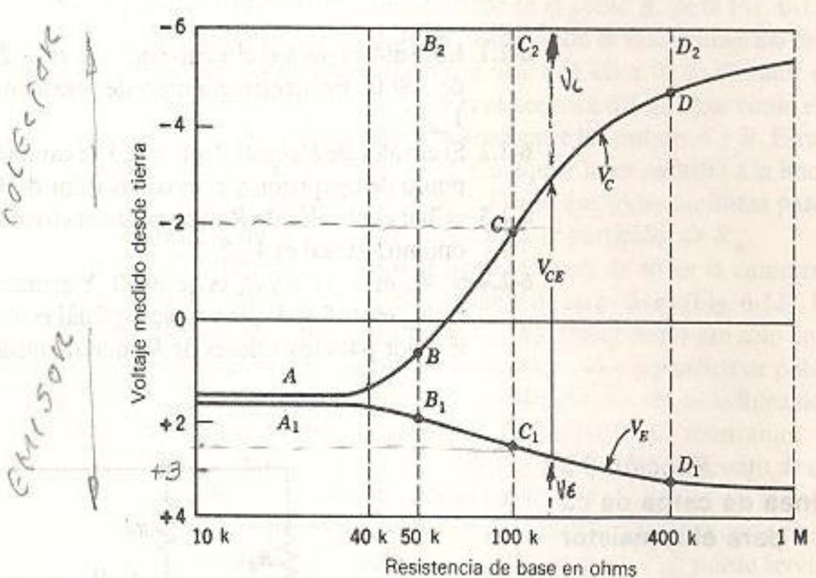
Cuando se incrementa R_B para fijar el punto-Q en el punto C, las distancias $C\text{-}C_1$ y $C\text{-}C_2$ son iguales. Ahora tenemos la condición óptima cuando la señal de salida tiene el valor máximo de pico-a-pico.

$$2(C\text{-}C_1) = 2(C\text{-}C_2)\text{ volts}$$

Cuando R_B se incrementa para fijar el punto-Q en el punto D, la señal de salida máxima de pico-a-pico se reduce a $2(D\text{-}D_2)$ volts.

Los valores del voltaje de salida máximo de pico-a-pico sin distorsión se muestran en forma gráfica en función de R_B en la Fig. 6-9c.





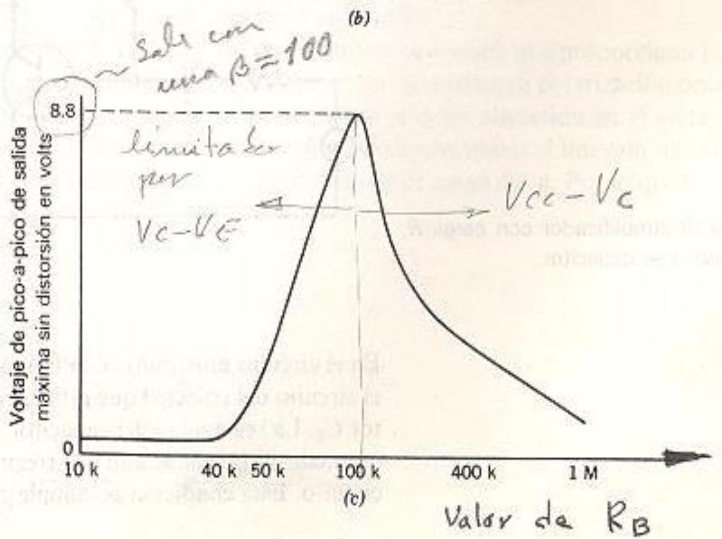
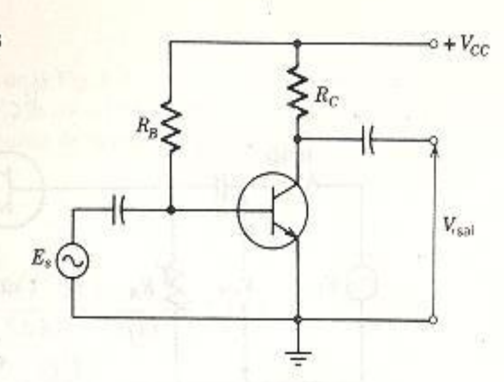


Fig. 6-9 Efectos de variar la polarización en una etapa amplificadora. (*a*) Circuito. (*b*) Niveles de voltaje absolutos. (*c*) Voltaje de pico a pico de salida máxima sin distorsión.

Problemas



Circuito para los Probs. 6-2.1 a 6-2.4.

Todos los transistores son de silicio y tienen una β de 50. Dibuje la línea de carga para cada problema y marque el punto-Q en dicha línea.

6-2.1 Los valores para el circuito son: V_{CC} es + 20 V, R_C es de 2 kΩ, y R_B de 300 Ω. Encuentre el punto de operación y el valor máximo de V_{sal}.

6-2.2 Si el valor de R_B en el Prob. 6-2.1 se cambia a 120 kΩ. Encuentre el punto de operación y el máximo valor de V_{sal}.

6-2.3 ¿Cuál es el valor de R_B que ajusta el circuito al punto de operación óptimo? ¿Cuál es V_{sal}?

6-2.4 Si V_{CC} es + 12 V y R_C es de 500 Ω. Y el máximo valor requerido para V_{sal} es de 5 V de pico-a-pico. ¿Cuál es el límite superior y cuál el inferior para los valores de R_B que se pueden utilizar?

Sección 6-3 La línea de carga de ca para el transistor

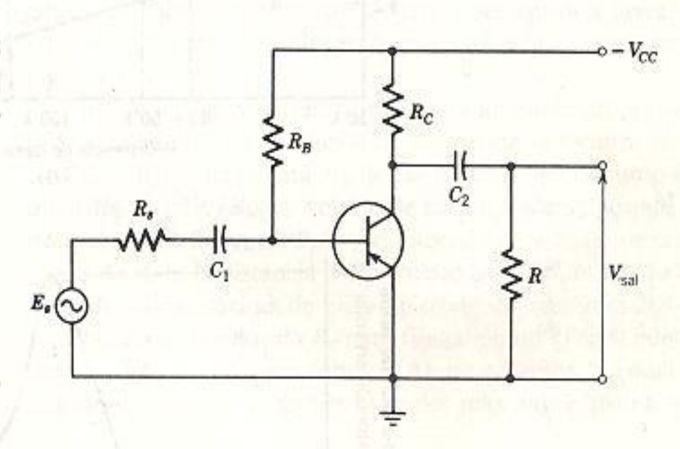


Fig. 6-10 Amplificador con carga R acoplada con capacitor.

En el circuito mostrado en la Fig. 6-10, hay una segunda resistencia R en el circuito del colector que está acoplada al mismo por medio del capacitor C_2. La reactancia del capacitor es pequeña de tal manera que su efecto puede despreciarse aún a la frecuencia menor que será procesada por el circuito. Esta condición se cumple cuando

$$X_{C2} \leq \frac{1}{10} R$$

Luego, en cuanto a la señal de ca concierne, la carga de ca R_{ca} en el colector es R_C en paralelo con R:

$$R_{ca} = \frac{R_C R}{R_C + R} \qquad (6\text{-}6)$$

Podemos dibujar una línea de carga de ca para R_{ca} en la característica del colector, utilizando un método de corriente supuesta. Por ejemplo, suponga que R_{ca} es de 5 kΩ. Escogemos *cualquier* valor conveniente de corriente, siempre y cuando esté dentro de la escala de corriente de la característica del colector. Supongamos 2 mA. Este valor de corriente se muestra en la característica del colector en el punto B, de la Fig. 6-11. Ahora, si tomamos el producto de IR_{ca} empleando el valor numérico de corriente que hemos supuesto, tenemos 2 mA × 5 kΩ o 10 V. El valor de voltaje así obtenido, se muestra en la característica del colector como el punto A de la Fig. 6-11. Se dibuja una línea entre los puntos A y B. Esta línea tiene una pendiente de $(-1/R_{ca})$. Cualquier línea paralela a la línea entre A y B tiene la pendiente $(-1/R_{ca})$. Por lo que todas las líneas paralelas son líneas de carga que representan el valor particular de R_{ca}.

Ahora superponemos la línea de carga de cd en la característica del colector que muestra todas las líneas de carga de ca (Fig. 6-12). Los extremos de la línea de cd son V_{CC} y V_{CC}/R_C. Puede haber tan sólo un punto de operación para un circuito que tiene un valor específico de polarización. Ese punto de operación es el punto de intersección de la línea de carga de ca con la línea de carga de cc. En la Fig. 6-12 mostramos puntos-Q típicos como son Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7 y Q_8. El punto de operación particular es establecido por el valor de R_B. Cuando R_B se incrementa, corremos el punto de operación de saturación en Q_1 a corte en Q_8. Cualquier punto de operación intermedio entre Q_1 y Q_8 puede servir como el punto de operación para un amplificador.

Sin embargo, hay sólo un punto de operación que proporciona la polarización óptima. Cuando un circuito se opera con polarización óptima, obtenemos el mayor valor de pico-a-pico sin distorsión en el voltaje de salida V_{sal} del amplificador. Ahora podemos tomar el intevalo de valores de voltaje de señal a lo largo de la línea de carga de ca. Por lo que la pola-

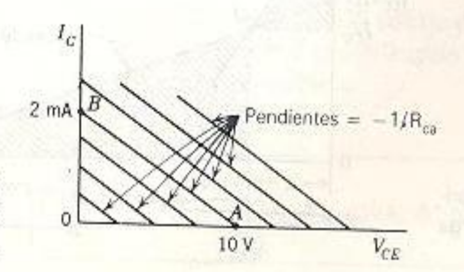


Fig. 6-11 Líneas de carga para una resistencia de ca, graficadas en los ejes de la característica del colector.

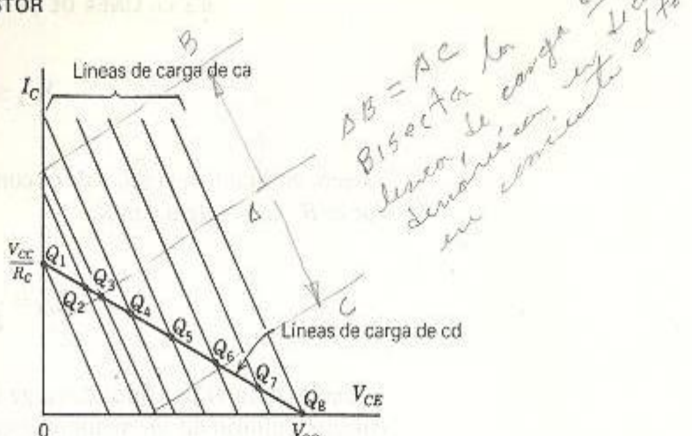


Fig. 6-12 La línea de carga de cc con varias líneas de carga de ca representadas en forma gráfica en los ejes para la característica del colector.

rización óptima se presenta cuando el punto-Q bisecta la línea de carga de ca. Una inspección de la Fig. 6-12 nos muestra que la polarización óptima se presenta aproximadamente en el punto Q_3.

En la Fig. 6-13 mostramos las líneas de carga de cc y de ca que proporcionan la condición de polarización óptima. Cuando se presenta la polarización óptima, la intercepción de la línea de carga de ca con el eje Y debe ser $2I_{CQ}$ puesto que el punto de operación Q está en el centro de la línea de carga de ca. La mayor señal de salida sin distorsión que puede obtenerse del circuito es el valor de pico-a-pico.

$$V_{sal} = 2A = 2V_{CEQ} \text{ volts, de pico-a-pico, máximo}$$

Para plantear una ecuación para polarización óptima, podemos escribir,

$$V_{CC} = A + B$$

Aplicando la ley de Ohm al triángulo sombreado (1) de la Fig. 6-13, tenemos

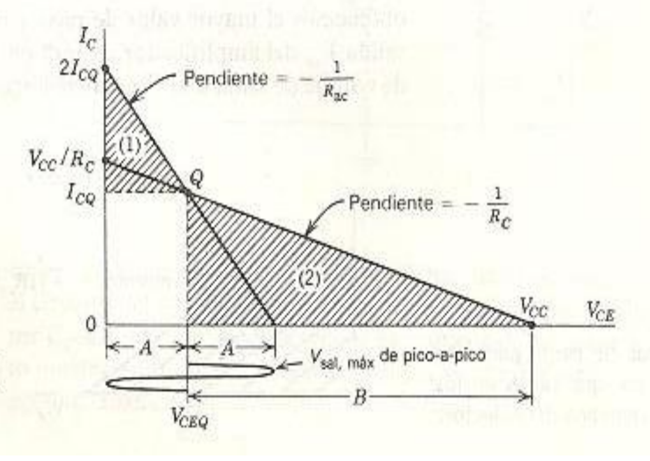


Fig. 6-13 Determinación de la polarización óptima para una línea de carga de ca.

$$A = (2I_{CQ} - I_{CQ})R_{ca} = I_{CQ}R_{ca}$$

y aplicando la ley de Ohm al triángulo sombreado (2), tenemos

$$B = I_{CQ}R_C$$

Luego

$$V_{CC} = A + B = I_{CQ}R_{ca} + I_{CQ}R_C$$

Resolviendo para I_{CQ}, encontramos

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_{ca}} \qquad (6\text{-}7)$$

Podemos generalizar esta ecuación utilizando la forma

$$I_{CQ} = \frac{V_{cd}}{R_{cd} + R_{ca}} \qquad (6\text{-}8)$$

donde V_{cd} es el voltaje total de cd aplicado al circuito del colector.
R_{cd} es la resistencia total en la cual fluye la corriente de cc del circuito del colector, y
R_{ca} es la resistencia de carga de ca en el circuito del colector.

Una inspección del circuito de la Fig. 6-10 muestra que

$$V_{cd} = V_{CC}$$

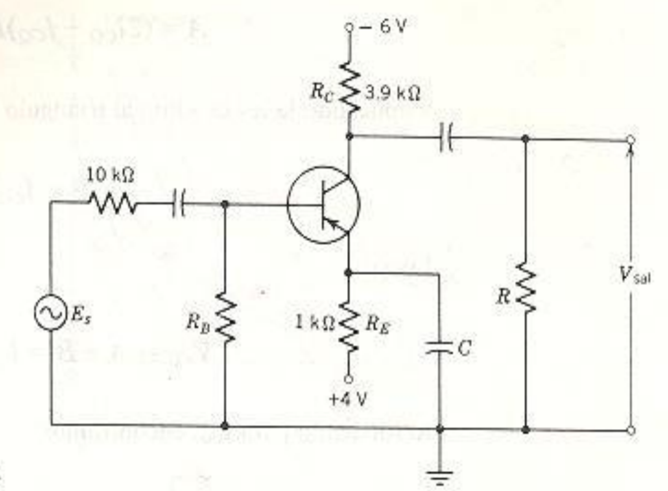
$$R_{cd} = R_C$$

y

$$R_{ca} = \frac{R_C R}{R_C + R} \qquad (6\text{-}6)$$

La Fig. 6-13 muestra que el voltaje de salida máximo de pico-a-pico es $2A$. Pero la distancia A en el triángulo (1) es $I_{CQ}R_{ca}$. Por lo que el voltaje de salida máximo posible es

$$V_{sal} = 2V_{CEQ} = 2I_{CQ}R_{ca} \text{ volts, de pico-a-pico, máximo} \qquad (6\text{-}9)$$



Circuito para los Ejs. 6-3 y 6-4.

Ejemplo 6-3

En el circuito del Ej. 6-3, *R* no está conectada en el circuito. Determine el punto de operación y el voltaje de salida de pico-a-pico máximo posible.

Solución

Un examen del circuito nos muestra que el valor de V_{cd} es

$$V_{cd} = |V_{CC}| + |V_{EE}| = |-6| + |+4| = 10 \text{ V}$$

y el valor de R_{cd} es

$$R_{cd} = R_C + R_E = 3.9 + 1.0 = 4.9 \text{ k}\Omega$$

y el valor de R_{ca} es

$$R_{ca} = R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$$

Aquí no se toma en cuenta R_E porque está derivada la CA a través del capacitor C de emisor.

$$I_{CQ} = \frac{V_{cd}}{R_{cd} + R_{ca}} = \frac{10 \text{ V}}{4.9 \text{ k}\Omega + 3.9 \text{ k}\Omega} = \mathbf{1.14 \text{ mA}} \qquad (6\text{-}8)$$

$$V_{CQ} = I_{CQ}R_{ca} = 1.14 \text{ mA} \times 3.9 \text{ k}\Omega = \mathbf{4.4 \text{ V}}$$

El voltaje de salida máximo de pico-a-pico es

$$V_{sal,máx,p\text{-}p} = 2V_{CEQ} = 2I_{CQ}R_{ca} = 2 \times 4.4 \text{ V} = \mathbf{8.8 \text{ V}} \qquad (6.9)$$

Ejemplo 6-4

En el circuito del Ej. 6-3, *R* es de 5.1 kΩ. Determine el punto de operación y el voltaje de salida de pico-a-pico máximo posible.

Solución

Un examen del circuito nos muestra que los valores V_{cd} (10 V) y de R_{cd} (4.9) permanecen sin cambio con respecto al Ej. 6-3. El valor de R_{ca}, la carga de ca, es la combinación en paralelo de la resistencia de 3.9 kΩ y la resistencia adicional de 5.1 kΩ.

$$R_{ca} = \frac{3.9\ \text{k}\Omega \times 5.1\ \text{k}\Omega}{3.9\ \text{k}\Omega + 5.1\ \text{k}\Omega} = 2.21\ \text{k}\Omega \qquad (6\text{-}6)$$

Luego

$$I_{CQ} = \frac{V_{cd}}{R_{cd} + R_{ca}} = \frac{10\ \text{V}}{4.9\ \text{k}\Omega + 2.21\ \text{k}\Omega} = \mathbf{1.41\ mA} \qquad (6\text{-}8)$$

Ahora

$$V_{CE} = I_{CQ}R_{ca} = 1.41\ \text{mA} \times 2.21\ \text{k}\Omega = \mathbf{3.1\ V}$$

y la señal de salida máxima posible sin distorsión se reduce por la adición de la resistencia de 5.1 kΩ a

$$V_{\text{sal, máx, p-p}} = 2V_{CE} = 2 \times 3.1\ \text{V} = \mathbf{6.2\ V} \qquad (6\text{-}9)$$

Si I_{CQ} es mayor que el valor del punto de operación máximo (Fig. 6-14*a*) el triángulo sombreado (1) es menor que el triángulo sombreado (2). Como consecuencia, cuando la señal de salida V_{sal} se incrementa a partir de cero, vemos que la saturación limitará el voltaje de salida sin distorsión a

$$V_{sal} = 2V_{CEQ}\ \text{volts, de pico-a-pico máximo} \qquad (6\text{-}10)$$

Por otra parte, si I_{CQ} es menor que el valor del punto de operación óptimo (Fig. 6-14*b*), el triángulo sombreado (2) es menor que el triángulo sombreado (1). Por lo que, cuando la señal de salida V_{sal} se incrementa a

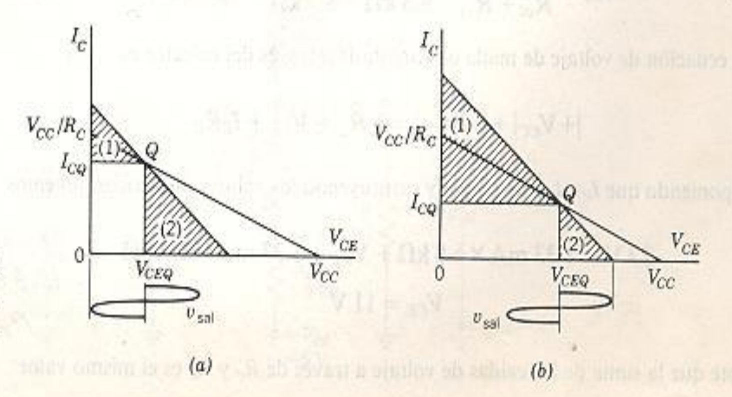


Fig. 6-14 Determinación gráfica del voltaje de salida. (*a*) I_{CQ} es mayor que el valor óptimo. (*b*) I_{CQ} es menor que el valor óptimo.

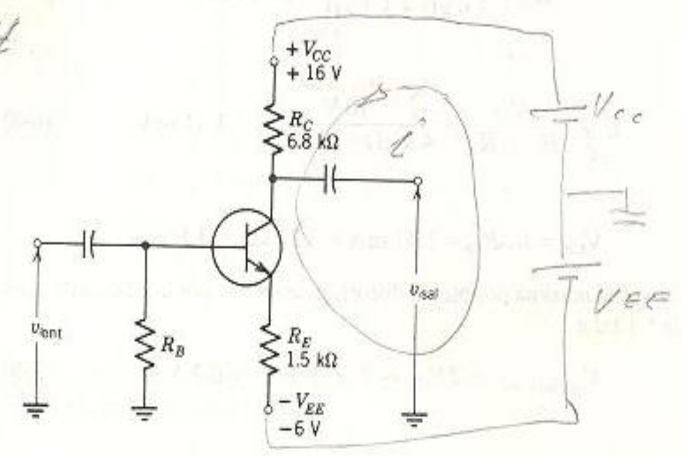
partir de cero, vemos que el corte limitará el voltaje de salida sin distorsión a

Vcc+VEE−RcIc−VCE−IERE = 0

Vcc+VEE = IcRc+VCE+IERE
= Vcd.

Vcd = 16+6 = 22 Volt

$$V_{sal} = 2I_{CQ}R_{ac} \text{ volts, de pico-a-pico máximo} \qquad (6\text{-}11)$$



Circuito para el Ej. 6-5.

Ejemplo 6-5
Determine el voltaje de salida de pico-a-pico máximo sin distorsión que se puede obtener en el circuito.

Solución
Para hacer uso de Ec. 6-8, requerimos valores numéricos para V_{cd}, R_{cd} y R_{ca}.

$$V_{cd} = |+V_{CC}| + |-V_{EE}| = |+16| + |-6| = 16 + 6 = 22 \text{ V}$$

$$R_{cd} = R_C + R_E = 6.8 + 1.5 = 8.3 \text{ k}\Omega$$

y $$R_{ca} = R_C + R_E = 6.8 + 1.5 = 8.3 \text{ k}\Omega$$

{ no existe capacitor en paralelo con RE.
y no existe carga en la salida

Luego, sustituyendo en la Ec. 6-8, tenemos

$$I_{CQ} = \frac{V_{cd}}{R_{cd} + R_{ca}} = \frac{22 \text{ V}}{8.3 \text{ k}\Omega + 8.3 \text{ k}\Omega} = 1.33 \text{ mA} \qquad (6\text{-}8)$$

La ecuación de voltaje de malla de Kirchhoff a través del colector es

$$|+V_{CC}| + |-V_{EE}| = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

Suponiendo que I_C e I_E son iguales y sustituyendo los valores numéricos, tenemos

$$22 \text{ V} = 1.33 \text{ mA} \times 6.8 \text{ k}\Omega + V_{CE} + 1.33 \text{ mA} \times 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CE} = 11 \text{ V}$$

(Rc + RE) Icq
(6.8+1.5) 1.33 = 11.039
Rcd × Icq Fig. 6-13

Note que la suma de las caídas de voltaje a través de R_C y R_E es el mismo valor

$$I_{CQ}(R_C + R_E) = I_{CQ}R_{cd} = 1.33 \text{ mA} \times (6.8 \text{ k}\Omega + 1.5 \text{ k}\Omega) = 11 \text{ V}$$

8.3 kΩ

Así, el voltaje máximo de pico-a-pico de ca a través de ambas resistencias R_C y R_E es

$$2V_{CE} = 2I_{CQ}(R_C + R_E) = 2I_{CQ}R_{ca} = 22 \text{ V}$$

Sin embargo, el voltaje de salida se toma en R_C solamente. Por lo que el voltaje de pico-a-pico sin distorsión es

$$V_{sal} = 2I_{CQ}R_C = 2 \times 1.33 \text{ mA} \times 6.9 \text{ k}\Omega$$

$$= \textbf{18 V de pico-a-pico máximo}$$

Este resultado puede determinarse utilizando la regla del divisor de voltaje. Los 22 volts completos aparecen a través de R_{ca} ($R_C + R_E$), pero el voltaje de salida es sólo la fracción que aparece a través de la carga R_C. Así que:

$$V_{sal} = \frac{6.8 \text{ k}\Omega}{6.8 \text{ k}\Omega + 1.5 \text{ k}\Omega} 22 \text{ V} = \textbf{18 V de pico-a-pico máximo}$$

Si este circuito no está polarizado en el punto-Q óptimo, podemos modificar los resultados finales utilizando el método tomado para la Fig. 6-14 (Ec. 6-10 o Ec. 6-11).

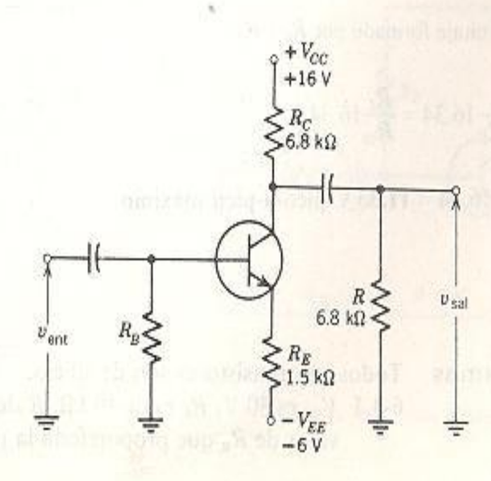
Ejemplo 6-6

Determine el voltaje de salida de pico-a-pico máximo sin distorsión que se puede obtener para el circuito.

Solución

Los valores para V_{cd} y para R_{cd} son los mismos que para el Ej. 6-5.

$$V_{cd} = 22 \text{ V} \quad \text{y} \quad R_{cd} = 8.3 \text{ k}\Omega$$



Circuito para el Ej. 6-6.

La resistencia de carga de ca en el colector, R_L es la combinación en paralelo de R_C y R.

$$R_L = \frac{R_C R_0}{R_C + R_0} = \frac{6.8\ \text{k}\Omega \times 6.8\ \text{k}\Omega}{6.8\ \text{k}\Omega + 6.8\ \text{k}\Omega} = 3.4\ \text{k}\Omega$$

La resistencia total de ca R_{ca} es la suma de R_L y R_E

$$R_{ca} = 3.4 + 1.5 = 4.9\ \text{k}\Omega$$

Sustituyendo en la Ec. 6-8, tenemos

$$I_{CQ} = \frac{V_{cd}}{R_{cd} + R_{ca}} = \frac{22\ \text{V}}{8.3\ \text{k}\Omega + 4.9\ \text{k}\Omega} = 1.67\ \text{mA} \qquad (6\text{-}8)$$

y el voltaje máximo de pico-a-pico sin distorsión a través de la carga es

$$V_{sal} = 2I_{CQ}R_L = 2 \times 1.67\ \text{mA} \times 3.4\ \text{k}\Omega$$

$$= \mathbf{11.33\ V\ de\ pico\text{-}a\text{-}pico\ máximo}$$

Podemos emplear un método alternativo para obtener la solución. La ecuación de voltaje de malla de Kirchhoff a través del circuito de colector es

$$|+V_{CC}| + |-V_{EE}| = I_{CQ}R_C + V_{CE} + I_{CQ}R_E$$

$$22 = 1.67\ \text{mA} \times 6.8\ \text{k}\Omega + V_{CE} + 1.67\ \text{mA} \times 1.5\ \text{k}\Omega$$

$$V_{CE} = 8.17\ \text{V}$$

Así que el voltaje de ca máximo de pico-a-pico a través de toda la resistencia de ca R_{ca} es

$$2V_{CE} = 16.34\ \text{V}$$

o

$$2I_{CQ}R_{ca} = 16.34\ \text{V}$$

Considerando el divisor de voltaje formado por R_L y R_E,

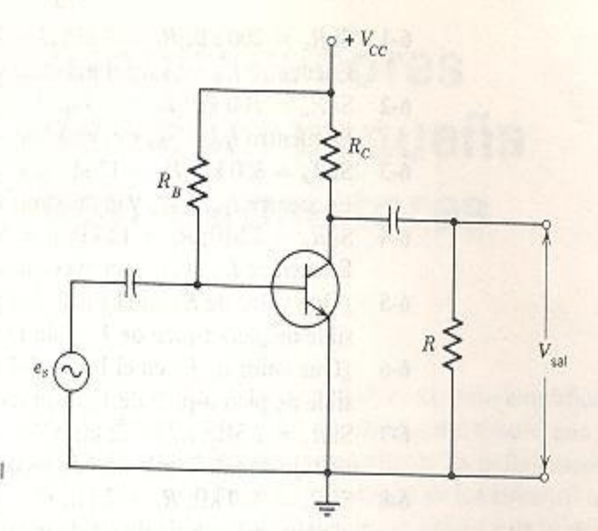
$$V_{sal} = \frac{R_L}{R_L + R_E} 16.34 = \frac{R_L}{R_{ca}} 16.34$$

$$= \frac{3.4\ \text{k}\Omega}{4.9\ \text{k}\Omega} 16.34 = \mathbf{11.33\ V\ pico\text{-}a\text{-}pico\ máximo}$$

Problemas

Todos los transistores son de silicio.

6-3.1 V_{CC} es 30 V, R_C es de 10 kΩ, R de 15 kΩ y β es de 80. Determine el valor de R_B que proporciona la polarización óptima para obtener



Circuito para los Probs. del 6-3.1 al 6-3.6.

el máximo voltaje de pico-a-pico disponible. ¿Cuál es el valor de V_{sal}?

6-3.2 Repita el Prob. 6-3.1 para V_{CC} igual a 8 V, R_C igual a 8 $k\Omega$ R igual a 12 kΩ y β igual a 60.

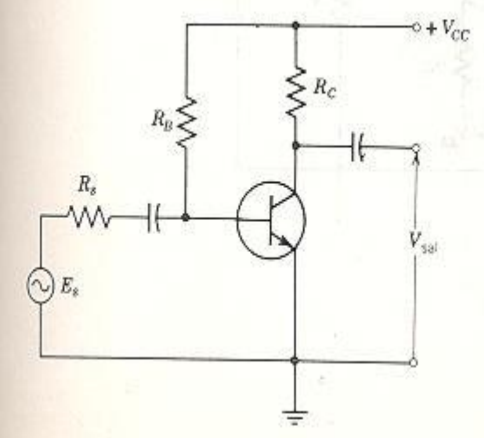
6-3.3 V_{CC} es de 40 V, R_C es de 10 kΩ, R es de 10 kΩ y β de 100. Determine R_B para condiciones de polarización óptima ¿Cuál es el valor máximo de V_{sal}?

6-3.4 Repita el Prob. 6-3.2 si R se cambia a 5 kΩ.

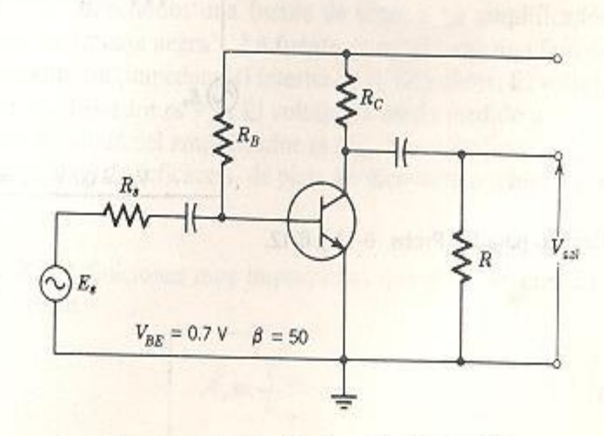
6-3.5 Una resistencia R_E de 2000 Ω, con un capacitor de paso en paralelo se agregan al circuito del Prob. 6-3.1 ¿Cuál es el valor óptimo de R_B y cuál es el máximo valor de V_{sal}?

6-3.6 Una resistencia R_E de 2000 Ω, con un capacitor de paso en paralelo se agrega al circuito del Prob. 6-3.2 ¿Cuál es el valor óptimo de R_B y cuál es el máximo valor de V_{sal}?

Problemas suplementarios



Circuito para los Probs. del 6-1 al 6-6.



Circuito para los Probs. del 6-7 al 6-10.

6-1 Si R_B = 200 kΩ; R_C = 2 kΩ; β = 40; V_{BE} = 0.7 V; y V_{CC} = + 8 V. Encuentre I_{CQ}, V_{CEQ} y el máximo valor de V_{sal} sin recortar.

6-2 Si R_B = 100 kΩ; R_C = 2 kΩ; β = 40; V_{BE} = 0.7 V; y V_{CC} = +8 V. Encuentre I_{CQ}, V_{CEQ} y el máximo valor V_{sal} sin recortar.

6-3 Si R_B = 800 kΩ; R_C = 12 kΩ; β = 50; V_{BE} = 0.7 V; y V_{CC} = + 20 V. Encuentre I_{CQ}, V_{CEQ} y el máximo valor de V_{sal} sin recortar.

6-4 Si R_B = 2 MΩ; R_C = 12 kΩ; β = 50; V_{BE} = 0.7 V; y V_{CC} = + 20 V. Encuentre I_{CQ}, V_{CEQ} y el máximo valor de V_{sal} sin recortar.

6-5 ¿Qué valor de R_B en el Prob. 6-3 proporciona el valor máximo posible de pico-a-pico de V_{sal}, sin recortar?

6-6 ¿Qué valor de R_C en el Prob. 6-4 proporciona el valor máximo posible de pico-a-pico de V_{sal}, sin recortar?

6-7 Si R_B = 2 MΩ; R_C = 12 kΩ; y V_{CC} = + 20 V. Encuentre el valor del voltaje de salida máximo de pico-a-pico sin recortar.

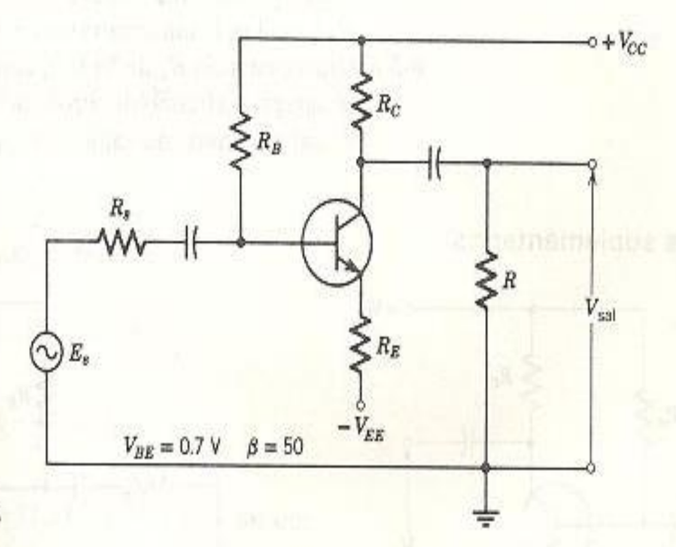
6-8 Si R_B = 400 kΩ; R_C = 2 kΩ; R = 2 kΩ; y V_{CC} = + 10 V. Encuentre el valor del voltaje de salida máximo de pico-a-pico sin recortar.

6-9 ¿Qué valor de R_B fija el punto Q del circuito del Prob. 6-7 en el punto de operación óptimo y cuál es el voltaje de salida resultante?

6-10 ¿Qué valor de R_B fija el punto Q del circuito del Prob. 6-8 en el punto de operación óptimo y cuál es el voltaje de salida resultante?

6-11 Si R_C = 18 kΩ; R_E = 6 kΩ; R = 30 kΩ; V_{CC} = + 30 V; y V_{EE} = −4 V. ¿Qué valor de R_B ajusta el circuito para obtener un voltaje de salida óptimo? ¿Cuál es el voltaje de salida resultante?

6-12 Repita el Prob. 6-11 para los valores siguientes: R_C = 8 kΩ; R_E = 2 kΩ; R = 8 kΩ; V_{CC} = + 20 V; y V_{EE} = −6 V.



Circuito para los Probs. 6-11 y 6-12.

7 Amplificadores de señal pequeña con transistores

El cálculo de la ganancia en ca de un circuito amplificador con transistores puede reducirse a un procedimiento simple que puede aplicarse a cualquier configuración. Se establecen las definiciones de ganancia y de resistencia de entrada. Las ganancias de los circuitos se expresan en función de la resistencia de la fuente excitadora y de la resistencia de entrada (Sec. 7-1). Se examinan los conceptos de resistencia de ca del emisor r_e' y del modelo de ca del transistor. Se desarrollan, por medio de un modelo, las ganancias y las resistencias de entrada para cada una de las configuraciones: el amplificador de emisor-común (Sec. 7-3), el amplificador de colector-común (Sec. 7-4), y el amplificador de base-común (Sec. 7-5). Estos conceptos se extienden a los circuitos amplificadores más complejos que se consideraron para ilustrar los métodos de polarización en el Cap. 5, el amplificador de emisor-común empleando realimentación de emisor (Sec. 7-6) y el amplificador de emisor-común con realimentación de colector-a-base (Sec. 7-7). Estas técnicas se extienden para mostrar cómo se calculan las ganancias de amplificadores en cascada (Sec. 7-8).

Sección 7-1 Consideraciones generales

En los Caps. 5 y 6, estudiamos los métodos de polarización de transistores. Estas técnicas establecen el punto-Q. Ahora, *después* que se polariza un semiconductor en algún punto de operación, se puede aplicar una señal de ca al circuito. La señal de ca E_s puede ser un generador de laboratorio o alguna fuente de información.

En la Fig. 7-1, conectamos una fuente de señal a un amplificador representado por una "caja negra". La fuente de señal tiene una fem de E_s volts y una resistencia (impedancia) interna de R_s (Z_s) ohms. El voltaje a la entrada del amplificador es V_{ent}. El voltaje de salida medido a través de las terminales de salida del amplificador es V_{sal}. Los voltajes E_s, V_{ent} y V_{sal} pueden ser valores rms (eficaces), de pico, de pico-a-pico o bien valores instantáneos.

Formemos dos definiciones muy importantes que emplearemos a lo largo de todo el texto.

$$A_v \equiv \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \tag{7-1a}$$

y

$$\boxed{A_e \equiv \frac{V_{sal}}{E_s}} \qquad (7\text{-}1b)$$

A_v es la ganancia de voltaje a través del circuito, representado por la "caja negra", y A_e es la ganancia de voltaje a través del circuito completo desde la fem de la fuente E_s al voltaje de salida V_{sal}.

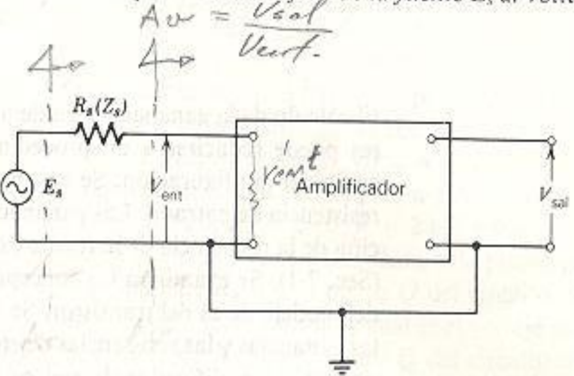


Fig. 7-1 Diagrama de bloques de un amplificador de señales.

El circuito amplificador, la "caja negra" de la Fig. 7-1, tiene una resistencia de entrada infinita r'_{ent}. El efecto de r'_{ent} es el formar un divisor de voltaje con R_s, Fig. 7-2. Empleamos la regla del divisor de voltaje para establecer que

$$\boxed{V_{ent} = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} E_s} \qquad (7\text{-}2)$$

Multiplicando ambos lados de la Ec. 7-2 por V_{sal}/E_sV_{ent} para obtener

$$V_{ent} \times \frac{V_{sal}}{E_s V_{ent}} = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} E_s \times \frac{V_{sal}}{E_s V_{ent}}$$

Cancelando los factores comunes, tenemos

$$\frac{V_{sal}}{E_s} = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} \times \frac{V_{sal}}{V_{ent}}$$

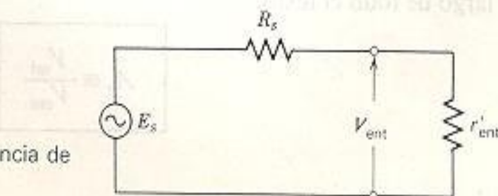


Fig. 7-2 Efecto de la resistencia de entrada en un amplificador.

y utilizando las definiciones dadas por la Ec. 7-1*a* y la Ec. 7-1*b*, tenemos

$$A_e = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} A_v \tag{7-3}$$

La Ec. 7-3 es una ecuación fundamental para entender los conceptos de ganancia de señal. Dicha ecuación muestra que, cuando la fuente de señal tiene un valor finito de resistencia de entrada, la ganancia total de voltaje A_e debe ser menor que la ganancia de voltaje a través del circuito de semiconductores A_v. Si la aplicación implica transferencia de máxima potencia de E_s, obviamente el circuito de semiconductores debe diseñarse de tal forma que r'_{ent} sea igual a R_s. Si r'_{ent} es mucho menor que R_s, la ganancia total de voltaje A_e es mucho menor que A_v. Cuando deseamos maximizar la ganancia total de voltaje del circuito, el circuito semiconductor debe diseñarse de tal forma que r'_{ent} sea mucho mayor que R_s.

$A_e < A_v$

$r'_{ent} >> R_s$

Esta discusión muestra que la información que necesitamos para analizar un circuito amplificador consiste en nuestra habilidad para determinar

$$r'_{ent} \text{ y } A_v. = \frac{V_{sal}}{V_{ent}}$$

Si conocemos estos valores, podemos determinar la ganancia de voltaje, la ganancia de corriente y la ganancia de potencia para cualquier circuito de semiconductores.

Los métodos que desarrollaremos en este capítulo nos capacitarán para determinar los valores de A_v y r'_{ent} para los circuitos de las configuraciones básicas.

Ejemplo 7-1

En la Fig. 7-2, E_s es de 200 mV, R_s es de 10 kΩ, y r'_{ent} es 1200. Determine: V_{ent}.

Solución

V_{ent} se encuentra aplicando la regla del divisor de voltaje

$$V_{ent} = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} E_s = \frac{1200\ \Omega}{1200\ \Omega + 10\ 000\ \Omega} 200\text{ mV} = \mathbf{21.4\ mV} \quad (7\text{-}2)$$

Estos valores numéricos se seleccionaron para mostrar qué tanto del nivel de señal aplicado puede perderse debido al efecto de tener una resis-

tencia de entrada baja comparada con R_s. Debe recalcarse que cuando un circuito está acoplado correctamente (para máxima transferencia de potencia) R_s y r'_{ent} son iguales. Por lo que V_{ent} es la mitad de E_s.

Cuando se conecta una fuente de señal al amplificador (Fig. 7-3), hay una corriente I_s suministrada por la fuente. La caída de voltaje a través de R_s es la diferencia de potencial entre las terminales de R_s.

$$(E_s - V_{ent}) = I_s R_S = V_{R_S}$$

La corriente en R_s es

$$I_s = \frac{E_s - V_{ent}}{R_s}$$

La resistencia de entrada al circuito semiconductor es r'_{ent}. De la ley de Ohm, r'_{ent} es

$$r'_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_s}$$

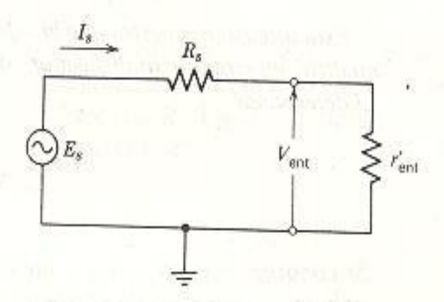


Fig. 7-3 Medición del valor de r'_{ent}.

Sustituyendo la ecuación de I_s, tenemos

$$r'_{ent} = \frac{V_{ent}}{\left(\dfrac{E_s - V_{ent}}{R_s}\right)}$$

Reordenando, tenemos

$$r'_{ent} = \frac{V_{ent}}{E_s - V_{ent}} R_s \qquad \textbf{(7-4)}$$

En el laboratorio podemos medir E_s, V_{ent}, y V_{sal} para obtener las ganancias de voltaje. La Ec. 7-4 es muy importante, ya que podemos usarla para determinar el valor de r'_{ent} a partir de las mediciones de voltaje de ca.

Ejemplo 7-2
Los siguientes valores se obtuvieron en el laboratorio para el circuito de la Fig. 7-3 donde r_{ent}' es el equivalente de la resistencia de entrada de un amplificador completo.

$$E_s = 20\ \text{V} \qquad R_s = 100\ \text{k}\Omega \ \text{y} \ V_{ent} = 30\ \text{mV}$$

Los valores son valores de pico-a-pico de formas de onda senoidales obtenidos por medio de un osciloscopio.

Solución
La corriente I_s de la fuente es

$$I_s = \frac{E_s - V_{ent}}{R_s} = \frac{20\ \text{V} - 0.030\ \text{V}}{100\ \text{k}\Omega} \approx \frac{20\ \text{V}}{100\ \text{k}\Omega} = 0.2\ \text{mA} = 200\ \mu\text{A}$$

La resistencia de entrada es

$$r_{ent}' = \frac{V_{ent}}{I_s} = \frac{30\ \text{mV}}{0.2\ \text{mA}} = 150\ \Omega$$

Utilizando la Ec. 7-4, podemos encontrar r_{ent}' directamente

$$r_{ent}' = \frac{V_{ent}}{E_s - V_{ent}} R_s = \frac{0.030\ \text{V}}{20\ \text{V} - 0.030\ \text{V}} 100\,000\ \Omega = 150\ \Omega \quad (7\text{-}4)$$

Sección 7-2
Resistencia del emisor (r_e')

En la Sec. 2-5, desarrollamos el modelo de ca (el equivalente en ca) del circuito de un diodo. Establecimos que la resistencia de ca de un diodo es

$$\frac{25\ \text{mV}}{I_F} \leq r_j \leq \frac{50\ \text{mV}}{I_F} \qquad (2\text{-}5)$$

En el modelo de ca para un transistor (Fig. 7-4), mostramos la resistencia de ca para el transistor como la resistencia r_e' en serie con el emisor. El valor de r_e' a temperatura ambiente se encuentra determinando la corriente de cd en el emisor I_E y empleando.

$$\boxed{\frac{25\ \text{mV}}{I_E} \leq r_e' \leq \frac{50\ \text{mV}}{I_E}} \qquad (7\text{-}5)$$

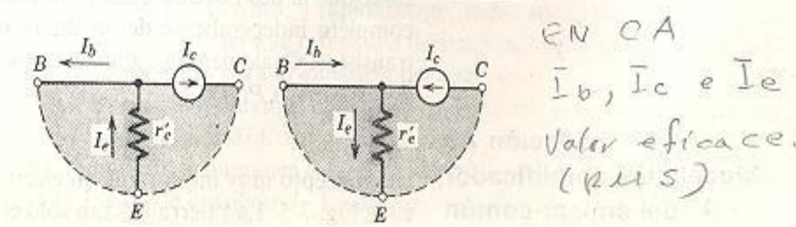


Fig. 7-4 El modelo de ca para el transistor.

Ejemplo 7-3
Si el valor de I_E es 0.2 mA, ¿cuál es el margen del valor esperado para r_e'?

Solución
Poniendo el valor de I_E en la Ec. 10-5, tenemos

$$\frac{25\text{ mV}}{I_E} \leq r_e' \leq \frac{50\text{ mV}}{I_E} \qquad (7\text{-}5)$$

$$\frac{25\text{ mV}}{0.2\text{ mA}} \leq r_e' \leq \frac{50\text{ mV}}{0.2\text{ mA}}$$

$$\mathbf{125\ \Omega \leq r_e' \leq 250\ \Omega}$$

En el modelo de ca de la Fig. 7-4, las corrientes mostradas son los valores efectivos o rms.

$$I_c, I_b, \text{ y } I_e$$

Cualquier ecuación o concepto desarrollado en términos de valores rms es válido también, cuando las corrientes y voltajes se expresan por sus valores de pico ($I_{c,\text{ máx}}$, $I_{b,\text{ máx}}$ e $I_{e,\text{ máx}}$) por sus valores de pico-a-pico, o bien por sus valores instantáneos (i_c, i_b e i_e).

En el modelo (Fig. 7-4) mostramos un generador de corriente para I_c. Esto es válido debido a que la corriente del colector existe solamente cuando existe la corriente de base. También, si el valor de I_b se multiplica por una constante (β) obtenemos I_c. Si una fuente de señal se conecta a un circuito de transistores, produce una corriente de señal en el transistor, las corrientes de señal se producen en las otras dos terminales del transistor, puesto que

$$I_e = I_b + I_C = I_b + \beta I_b = I_b(1+\beta) \qquad (4\text{-}1)$$

Si le asignamos una dirección a cualquiera de las tres corrientes, las direcciones de las otras dos quedan determinadas de manera automática.

Los modelos de ca dados en la Fig. 7-4 muestran las corrientes en diferentes direcciones. Los resultados de un análisis del circuito de ca no dependen del conjunto de direcciones utilizado para las corrientes. Las direcciones de las corrientes por lo común son determinadas asignando inicialmente una polaridad instantánea a la fuente de señal. Debe enfatizarse que la designación de la polaridad de las corrientes de señal es por completo independiente de las direcciones de las corrientes de cd en el transistor. Cualquier diagrama de la Fig. 7-4 es válido, ya sea para un transistor *NPN* o *PNP*.

Sección 7-3 Modelo del amplificador del emisor-común

Un concepto muy importante en electrónica es la función de la "tierra" en la Fig. 7-5. La "tierra" es tan sólo el punto de referencia de voltaje ce-

ro a partir del cual se miden los otros voltajes. El voltaje medido entre "tierra" y la terminal marcada $-V_{BB}$ es un voltaje de cd puro. Asimismo, el voltaje medido entre "tierra" y la terminal marcada $-V_{CC}$ es el voltaje de la fuente del colector, el cual es también un voltaje ideal de cd.

Si las fuentes ($-V_{BB}$ y $-V_{CC}$) son ideales, cuando hay un cambio en la corriente (ΔI_B o ΔI_C), el cambio en voltaje (ΔV_{BB} o ΔV_{CC}) es cero. En consecuencia, las razones, $\Delta V_{BB}/\Delta I_B$ y $\Delta V_{CC}/\Delta I_C$, son cero y las impedancias de las fuentes son cada una cero ohms.

Podemos llegar a esta misma conclusión desde otro punto de vista. Para reducir la ondulación a cero, ponemos capacitores muy grandes a través de las terminales de salida de los rectificadores de las fuentes $-V_{BB}$ y $-V_{CC}$. Las reactancias de estos capacitores son muy bajas a las frecuencias de la señal E_s.

El circuito amplificador real (Fig. 7-5*a*) muestra las conexiones a las fuentes de cd $-V_{BB}$ y $-V_{CC}$. *Un circuito equivalente* para el flujo de la señal de ca se llama *modelo formal* (Fig. 7-5*b*). El modelo contiene sólo aquellos elementos que se requieren para analizar el circuito desde el punto de vista de la señal de ca. Como consecuencia, todos los capacitores de bloqueo y de acoplamiento se suponen de un valor de reactancia de cero ohms. También, puesto que las impedancias de ca de las fuentes de cc son cero, las terminales que van a las fuentes retornan a la línea de referencia común o "tierra". El circuito equivalente para el transistor es el modelo de ca utilizado en la Fig. 7-4.

Nuestro método de análisis para los diferentes circuitos amplificadores seguirá para todos ellos el siguiente patrón:

1. Se hace un modelo formal para el circuito real.
2. Un análisis algebraico del modelo formal nos da las ecuaciones para r_{ent} y A_v.
3. Si los valores de r_{ent} y A_v se transfieren al modelo simplificado, es aparente que V_{ent} es el resultado de un divisor de voltaje colocado a través de E_s y que V_{sal} es V_{ent} multiplicado por A_v.

El objetivo de este procedimiento es formar un método simplificado para el estudio del amplificador. Mostraremos que todos los tipos de amplificadores se pueden tratar de esta misma manera. Asimismo, mostraremos que r_{ent} puede determinarse de una ecuación simple así como A_v. También mostraremos que las ecuaciones para r_{ent} y A_v siguen el mismo patrón para los diferentes tipos de amplificadores y las diferentes configuraciones.

De esta forma, el estudiante desarrollará un "sentido" especial para tratar los amplificadores con semiconductores de tal forma que él o ella puedan mirar el circuito, y rápidamente, reducirlo al modelo simplificado, y luego, sin tener que referirse a derivaciones detalladas, pueda escribir las ecuaciones para la ganancia del circuito.

Ahora, examinaremos el modelo formal para el amplificador de emisor-común (Fig. 7-5*b*). Empezaremos por asignar en forma arbitraria una polaridad instantánea a E_s. Esta polaridad determina la dirección para la fuente de corriente I_c. La dirección de I_b se determina por la direc-

ción de I_s. Teniendo la dirección dada a I_b, las direcciones de I_e e I_c quedan determinadas. I_c fluye a través de R_c. Conociendo la dirección de I_c a través de R_c, ponemos las marcas de polaridad en R_c. Estas marcas de polaridad muestran que V_{sal} (V_{ce}) está 180° fuera de fase con respecto a E_s.

El análisis del circuito de cc del capítulo previo se utiliza para determinar los valores del punto-Q. Necesitamos el valor de la corriente de cc en el emisor I_E para determinar r_e' de

$$\frac{25\text{ mV}}{I_E} \leq r_e' \leq \frac{50\text{ mV}}{I_E} \tag{7-5}$$

El voltaje de entrada al transistor, V_{ent} es dado por la ley de Ohm como

$$V_{ent} = V_{be} = I_e r_e'$$

Reemplacemos I_e por I_b, utilizando la conversión de la Tabla 4-2 (Pág. 101)

$$I_e = (1 + \beta)I_b$$

para dar

$$V_{ent} = V_{be} = (1 + \beta)r_e' I_B \tag{7-6}$$

El voltaje de entrada al transistor en la base es V_{ent} y la corriente de entrada al transistor en la base es I_b. Además si dividimos V_{ent} entre I_b obtenemos la resistencia de entrada r_{ent} observada hacia dentro del transistor por la base.

$$\frac{V_{ent}}{I_{ent}} = \frac{V_{be}}{I_b} = \boxed{r_{ent} = (1 + \beta)r_e'} \tag{7-7}$$

El voltaje de salida V_{sal} es la caída IR a través de R_c.

$$V_{sal} = I_c R_C$$

Reemplazando I_c por I_b y utilizando la conversión de la Tabla 4-2, encontramos que

$$I_c = \beta I_b$$

Tenemos

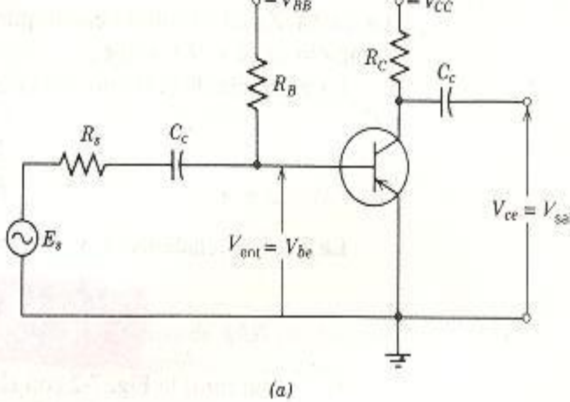
$$V_{sal} = \beta I_b R_C$$

La ganancia de voltaje A_v es la razón V_{sal}/V_{ent}

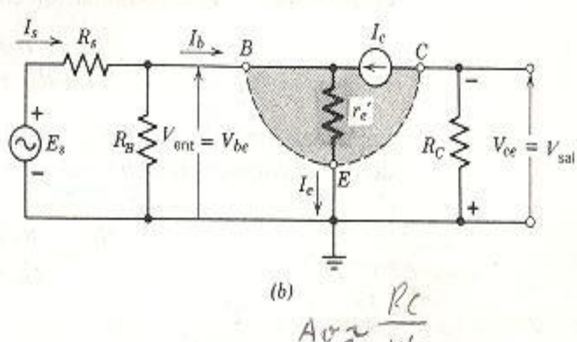
$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{\beta I_b R_C}{(1 + \beta)I_b r_e'}$$

Dividiendo entre I_b, encontramos que

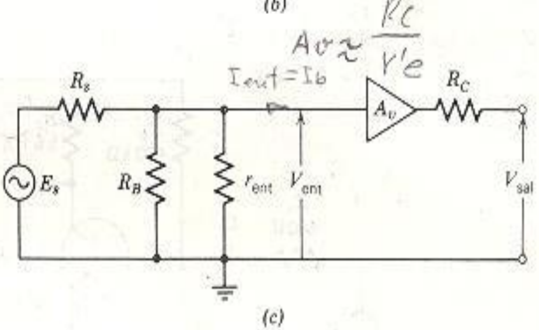
$$A_v = \frac{\beta R_C}{(1+\beta)r'_e}$$



(a)



(b)



(c)

Fig. 7-5 El amplificador de emisor-común. (*a*) Circuito completo. (*b*) El modelo forma. (*c*) El modelo simplificado.

$r_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_{ent}} = \frac{V_{be}}{I_b} = I_e r'_e / I_b = \frac{(1+\beta) I_b r'_e}{I_b} = (1+\beta) r'_e$

Si el valor de β es tan pequeño como 24, el cociente $\beta/(1+\beta)$ es 24/25 o 0.96. La suposición que este cociente es unidad introduce un error del 0.04 o del 4%. Si el valor de β es 49, el cociente de $\beta/(1+\beta)$ es 49/50 o 0.98. Si suponemos que este cociente es la unidad, tenemos un error de 0.02 o del 2%. Aceptando este pequeño error, podemos reducir la ecuación de la ganancia a una ecuación simple.

$$A_v \approx \frac{R_C}{r'_e} \qquad (7\text{-}8a)$$

Podemos generalizar la ecuación de la ganancia reemplazando R_c por Z_L en la Ec. 7-8*a*.

$$A_v \approx \frac{Z_L}{r_e'} \tag{7-8b}$$

La carga Z_L en el amplificador puede ser cualquier arreglo simple o complejo de R y/o L y/o C.

La ganancia de corriente del circuito es β

$$A_i = \frac{I_c}{I_b} = \beta \tag{7-8c}$$

La Ec. 7-3 relaciona A_v y A_e

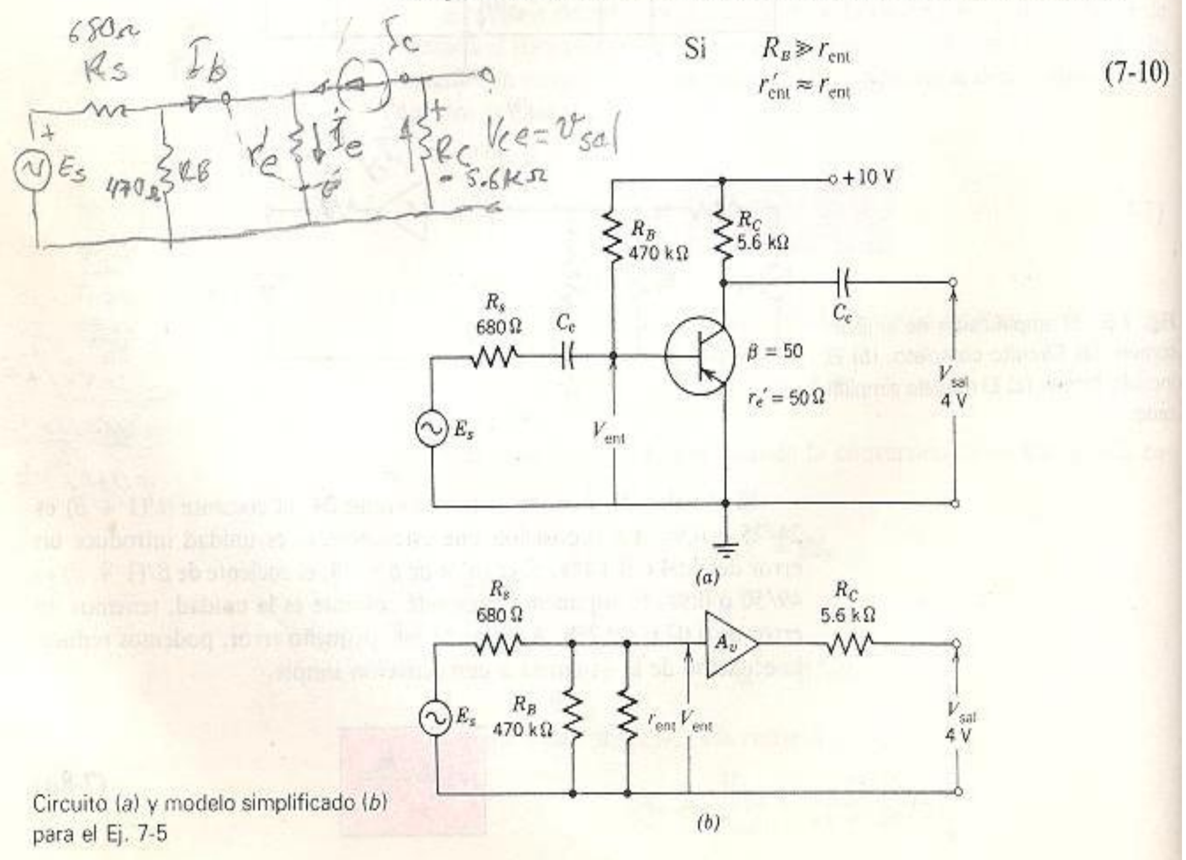
$$A_e = \frac{r'_{\text{ent}}}{r'_{\text{ent}} + R_s} A_v \tag{7-3}$$

Si comparamos la Fig. 7-2 con el modelo simplificado (Fig. 7-5*c*), es evidente que r'_{ent} es la combinación en paralelo de R_B y r'_{ent}.

$$r'_{\text{ent}} = \frac{R_B r_{\text{ent}}}{R_B + r_{\text{ent}}} \tag{7-9}$$

En la mayoría de los casos R_B es mucho mayor que r_{ent} dando por resultado que la combinación en paralelo de R_B y r_{ent} es efectivamente r_{ent}.

$$\text{Si} \quad R_B \gg r_{\text{ent}} \qquad r'_{\text{ent}} \approx r_{\text{ent}} \tag{7-10}$$



Circuito (*a*) y modelo simplificado (*b*) para el Ej. 7-5

$\frac{25\text{ mV}}{I_E} < r'_e < \frac{50\text{ mV}}{I_E}$

Ejemplo 7-4

El valor de r'_e es de 25 Ω y el valor de β es de 50 para un transistor particular. Determine la resistencia de entrada cuando este transistor se utiliza en un circuito amplificador de emisor-común.

Solución

La resistencia de entrada al circuito de emisor-común es

$$r_{ent} = (1 + \beta)r'_e = 51 \times 25 = \mathbf{1275\ \Omega} \qquad (7\text{-}7)$$

Ejemplo 7-5

Determine V_{ent} y A_v para el amplificador de emisor-común ilustrado.

Solución

El primer paso para determinar los valores de los niveles de señal es dibujar el modelo simplificado. Luego, se transfieren los valores numéricos del circuito al modelo.

$$R_s,\ R_B,\ R_C \text{ y } V_{sal}$$

E_s, r_{ent}, V_{ent}, y A_v se colocan en el modelo como valores desconocidos en este momento. Ahora, debemos determinar esos valores desconocidos.

La resistencia de entrada al amplificador de emisor-común, r_{ent} es

$$r_{ent} = (1 + \beta)r'_e = 51 \times 50 = 2550\ \Omega \qquad (7\text{-}7)$$

La ganancia de voltaje A_v a través del transistor es

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{5600\ \Omega}{50\Omega} = 112 \qquad (7\text{-}8a)$$

Luego V_{ent} puede encontrarse de la definición de A_v.

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \qquad (7\text{-}1a)$$

$$112 = \frac{4\text{ V}}{V_{ent}}$$

$$V_{ent} = 0.0357\text{ V} = \mathbf{35.7\ mV}$$

Es obvio que R_B es demasiado mayor que r_{ent}, de tal forma que R_B puede despreciarse. Luego

$r'_{ent} = \frac{V_{ent} \times R_B}{V_{ent} + R_B}$

$$r'_{ent} = r_{ent} = 2550\ \Omega \qquad (7\text{-}10)$$

Utilizando la acción del divisor de voltaje en el circuito de entrada del modelo, encontramos que

$$V_{ent} = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s}E_s \qquad (7\text{-}2)$$

$$35.7\text{ mV} = \frac{2550\ \Omega}{2550\ \Omega + 680\ \Omega}E_s$$

$$E_s = \mathbf{45.2\ mV}$$

La amplificación total A_e del circuito es

$$A_e = \frac{V_{sal}}{E_s} = \frac{4\ \text{V}}{0.0452\ \text{V}} = \mathbf{88} \qquad (7\text{-}1b)$$

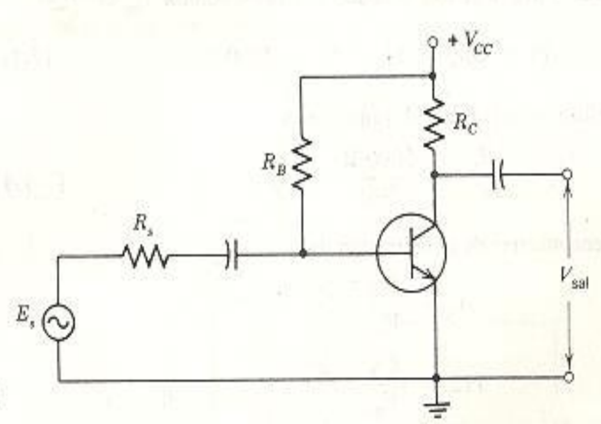
Problemas Todos los transistores son de silicio, y r_e' se obtiene de $25\ \text{mV}/I_E$ a menos que se especifique. Se requiere el modelo de ca para todos los problemas.

7-3.1 R_s es de 3600 Ω, R_B es de 80 kΩ y R_C de 3000 Ω. Para el transistor, r_e' es de 20 Ω y β es de 100. Determine A_e, A_v y la resistencia que ve E_s.

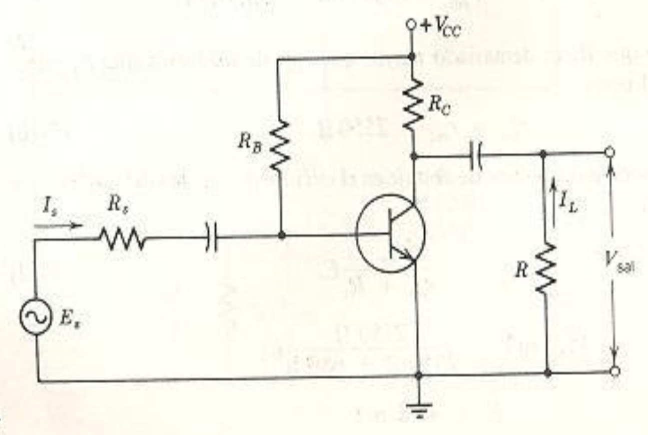
7-3.2 R_s es de 600 Ω, R_B es de 75 kΩ, R_C de 2.0 kΩ, V_{CC} es de + 7.5 V y β de 20. Determine la ganancia de voltaje total del circuito.

7-3.3 Repita el Prob. 7-3.2 si β es 50.

7-3.4 R_s es de 600 Ω, R_C de 4.7 kΩ, R de 4.3 kΩ, V_{CC} es de + 9.0 V, y β de 40. Determine el valor de R_B para polarización óptima que proporciona el máximo voltaje de pico-a-pico de salida. Determine el máximo valor permisible de E_s que no produce recorte en la señal de salida y determine la ganancia de corriente I_L/I_s.



Circuito para los Probs. 7-3.1 hasta el 7-3.3



Circuito para el Prob. 7-3.4

Sección 7-4 Modelo del amplificador de colector-común

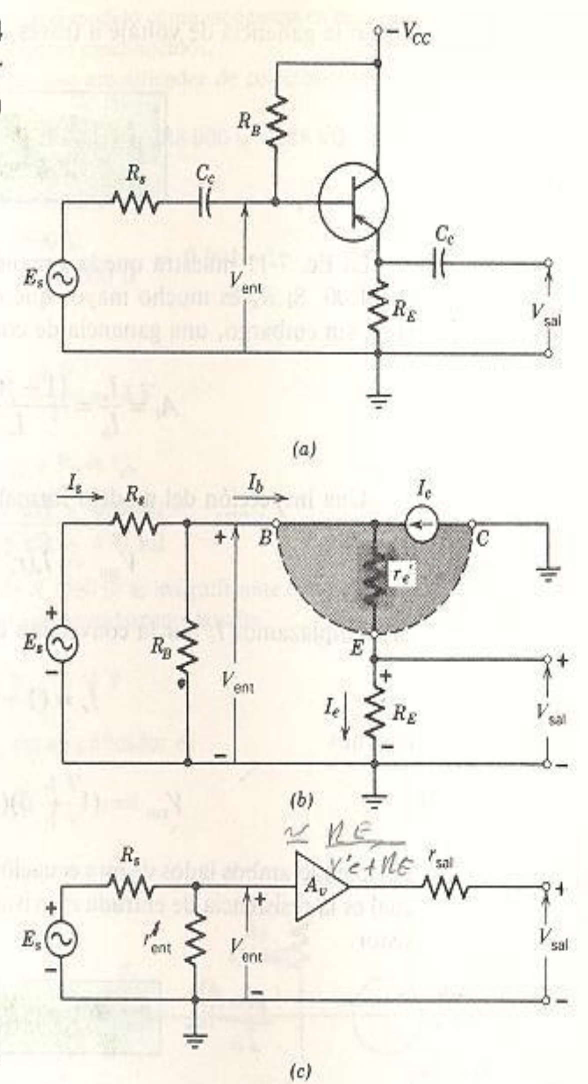


Fig. 7-6 El amplificador de colector común o emisor seguidor. (*a*) El circuito completo. (*b*) El modelo formal. (*c*) El modelo simplificado.

El circuito amplificador de colector-común o emisor seguidor se muestra en la Fig. 7-6*a*. El modelo formal (Fig. 7-6*b*) es dibujado rápidamente a partir del circuito completo. Si la fuente E_s tiene la polaridad marcada, la dirección de I_s es hacia la base. Luego, la corriente de la base está dirigida hacia dentro de la base. Esta dirección de I_b determina las direcciones de I_c y de I_e. La dirección de I_e a través de R_E es hacia abajo produciendo la polaridad positiva de V_{sal}. Por lo tanto, el voltaje de entrada y el de salida en el circuito emisor seguidor están en fase.

Por inspección, podemos escribir las ecuaciones

$$V_{ent} = I_e(r_e' + R_E)$$

y

$$V_{sal} = I_e R_E$$

Luego la ganancia de voltaje a través del transistor A_v es

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{R_E}{r'_e + R_E} \tag{7-11}$$

La Ec. 7-11 muestra que la ganancia de voltaje A_v debe ser menor que 1.00. Si R_E es mucho mayor que r'_e, A_v es aproximadamente 1.00. Hay, sin embargo, una ganancia de corriente a través del transistor.

$$A_i = \frac{I_e}{I_b} = \frac{(1+\beta)I_b}{I_b} = 1 + \beta \tag{7-12}$$

Una inspección del modelo formal (Fig. 7-6*b*) nos muestra que

$$V_{ent} = I_e(r'_e + R_E)$$

Si reemplazamos I_e por la conversión de la Tabla 4-2,

$$I_e = (1+\beta)I_b$$

tenemos

$$V_{ent} = (1 + \beta)(r'_e + R_E)I_b$$

Dividiendo ambos lados de esta ecuación por I_b nos da la razón V_{ent}/I_b, la cual es la resistencia de entrada r_{ent} vista hacia dentro de la base del transistor.

$$\frac{V_{ent}}{I_b} = r_{ent} = (1+\beta)(r'_e + R_E) \tag{7-13}$$

El modelo simplificado (Fig. 7-9*c*) puede formarse. La ganancia de voltaje está dada por la Ec. 7-11. La resistencia de carga sobre la fuente E_s y R_s es r'_{ent}, la cual es la combinación en paralelo de r_{ent} y R_B.

$$r'_{ent} = \frac{r_{ent}R_B}{r_{ent} + R_B} \tag{7-14}$$

Ejemplo 7-6
Determine V_{ent}, E_s y A_v para el amplificador de colector-común.

Solución
El primer paso para determinar los valores de los niveles de voltaje de señal es dibujar el modelo simplificado (*b*). Luego, se transfieren los valores numéricos del circuito al modelo.

R_s, R_B y V_{sal}

Luego E_s, r_{ent}, r_{sal}, V_{ent} y A_v se colocan en el modelo como incógnitas en este punto. Ahora debemos determinar estos valores desconocidos.

La resistencia de entrada r_{ent} al circuito amplificador de colector-común es

$$r_{ent} = (1 + \beta)(r_e' + R_E) = 51(50\ \Omega + 5600\ \Omega) = \mathbf{288\ 000\ \Omega = 288\ k\Omega} \quad (7\text{-}13)$$

La ganancia de voltaje A_v a través del transistor es

$$A_v = \frac{R_E}{r_e' + R_E} = \frac{5600\ \Omega}{50\ \Omega + 56\ 000\ \Omega} = 0.991 \approx 1 \qquad (7\text{-}11)$$

Puesto que A_v es la unidad

$$V_{ent} = \frac{V_{sal}}{A_v} = \frac{4\ V}{1} = \mathbf{4\ V} \qquad (7\text{-}1a)$$

La combinación en paralelo de r_{ent} y R_B es r'_{ent}

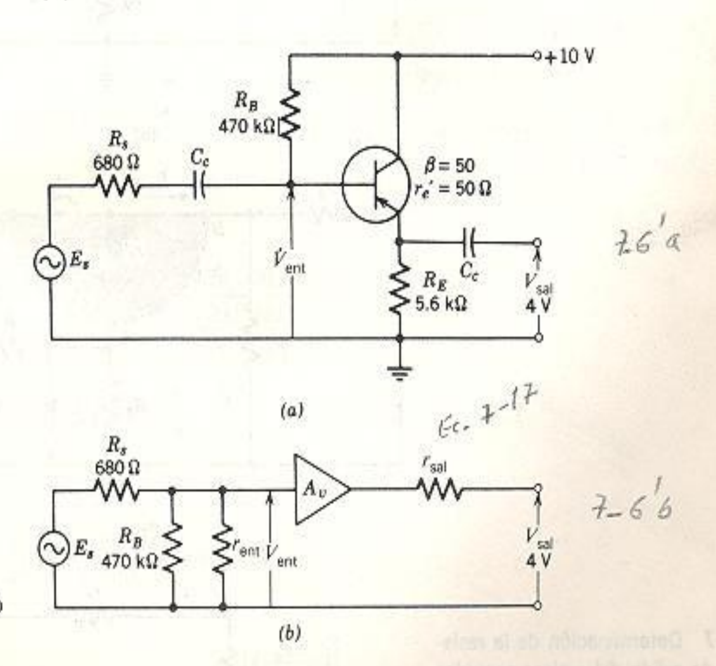
$$r'_{ent} = \frac{r_{ent} R_B}{r_{ent} + R_B} = \frac{288\ k\Omega \times 470\ k\Omega}{288\ k\Omega + 470\ k\Omega} = 177\ k\Omega \qquad (7\text{-}14)$$

Es obvio que el valor pequeño de R_s (680 Ω) es insignificante con respecto a r'_{ent} (177 kΩ). Por lo que E_s y V_{ent} son aproximadamente iguales

$$E_s \approx V_{ent} = \mathbf{4\ V}$$

La ganancia total de voltaje A_e del amplificador es

$$A_e = \frac{V_{sal}}{E_s} = \frac{4\ V}{4\ V} = \mathbf{1} \qquad (7\text{-}1b)$$



Circuito (*a*) y el modelo simplificado (*b*) para el Ej. 7-6

Aplicando el teorema de Reciprocidad.

Ahora, reemplacemos E_s con un cortocircuito, pero conservando el valor de R_s en el circuito (Fig. 7-7*a*). También, impulsaremos una señal E hacia atrás por la salida del amplificador a través de la resistencia R_1. El

modelo formal para esta condición se muestra en la Fig. 7-7*b*. La corriente resultante I_1 se divide en dos corrientes I_2 e I_e. Esta división de corrientes implica un circuito en paralelo. R_E está en paralelo con una resistencia r'_{sal} que se obtiene "mirando hacia atrás" dentro de la terminal del emisor. La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff "mirando hacia atrás" dentro de la terminal del emisor es

$$V_1 = I_e r'_e + I_b \left(\frac{R_s R_B}{R_s + R_B} \right)$$

Podemos reemplazar I_b con I_e utilizando la conversión de la Tabla 4-2.

$$I_b = \frac{I_e}{1 + \beta}$$

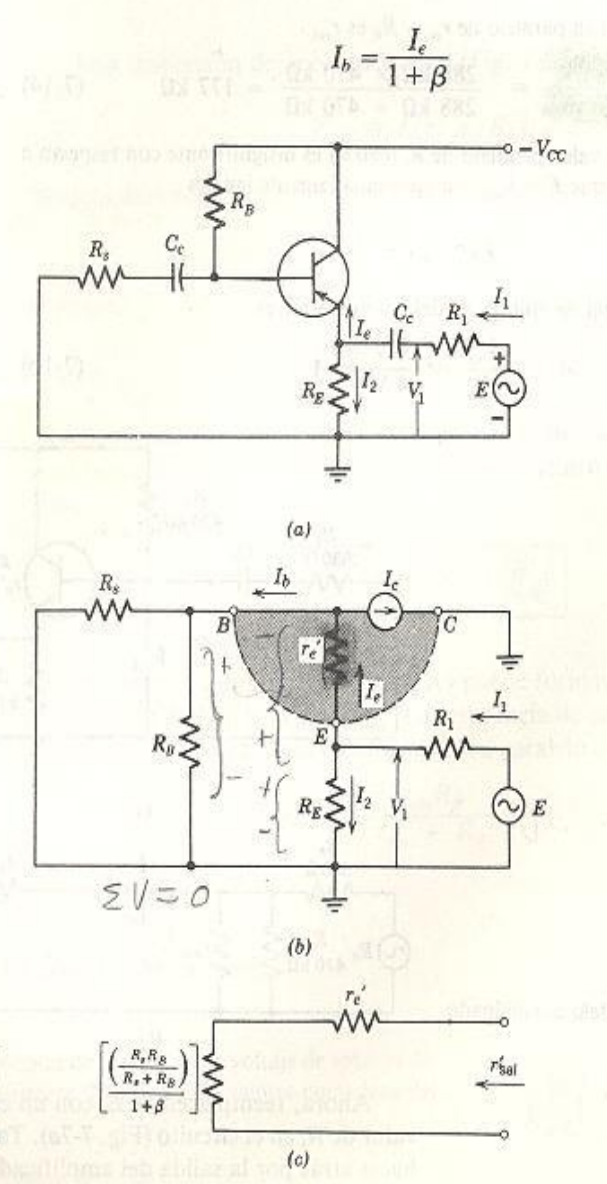


Fig. 7-7 Determinación de la resistencia de salida del emisor seguidor (*a*) El circuito de prueba completo. (*b*) El modelo formal. (*c*) La resistencia de salida, r'_{sal}.

Luego

$$V_1 = I_e r'_e + \frac{I_e}{1+\beta}\left(\frac{R_s R_B}{R_s + R_B}\right)$$

Cuando dividimos esta ecuación por I_e, tenemos la ecuación para r'_{sal}

Para el circuito
V_1 voltaje de excitación
I_e corriente "
quitamos R_E
en lo cual aplicamos thevenin

$$\frac{V_1}{I_e} = \frac{V_{ext}}{I_{ext}}$$

$$r'_{sal} = r'_e + \frac{\left(\dfrac{R_s R_B}{R_s + R_B}\right)}{1+\beta} \qquad (7\text{-}15)$$

Si la fuente de la señal de entrada al amplificador, E_s tiene impedancia interna cero ($R_s = 0$), entonces la Ec. 7-15 se convierte sencillamente en

$$r'_{sal} = r'_e \qquad (7\text{-}16)$$

La resistencia de salida de todo el circuito de la Fig. 7-6c y para el Ej. 7-6 es la combinación en paralelo de R_E y r'_{sal}.

$$r_{sal} = \frac{R_E r'_{sal}}{R_E + r'_{sal}} \qquad (7\text{-}17)$$

$$r_{sal} = \frac{R_E\, r'_e}{R_E + r'_e}$$ Para el caso de Ec. 7-16

De aquí pasamos al modelo simplificado. fig 7-6'-b

Ejemplo 7-7
Determine el valor de r_{sal} para el circuito del Ej. 7-6.

Solución
Utilizando la Ec. 7-15, tenemos

$$r'_{sal} = r'_e + \frac{\left(\dfrac{R_s R_B}{R_s + R_B}\right)}{1+\beta} = 50\,\Omega + \frac{\dfrac{680\,\Omega \times 470{,}000\,\Omega}{680\,\Omega + 470{,}000\,\Omega}}{1+50}$$

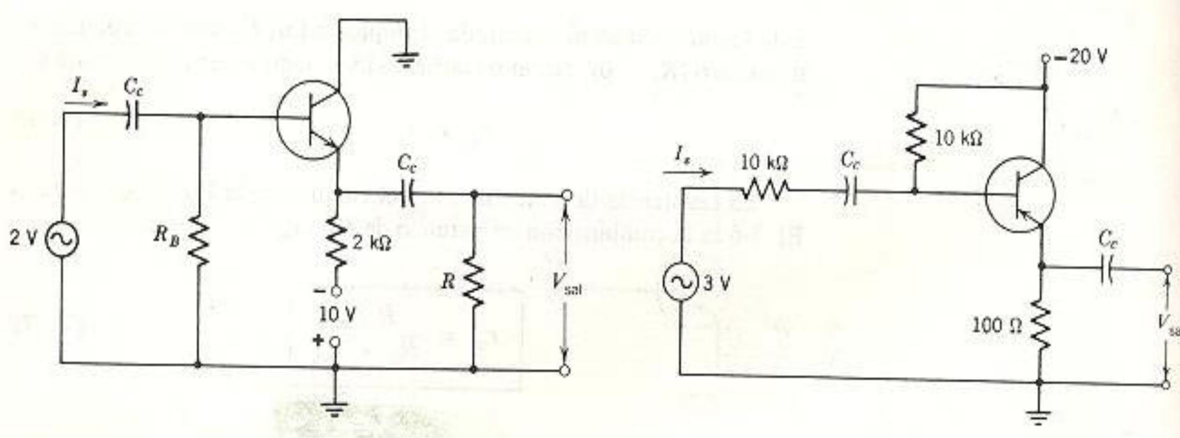
$$\approx 50\,\Omega + \frac{680\,\Omega}{51} = 63.3\,\Omega$$

y empleando la Ec. 7-17, tenemos

$$r_{sal} = \frac{R_E r'_{sal}}{R_E + r'_{sal}} = \frac{63.3\,\Omega \times 5600\,\Omega}{63.3\,\Omega + 5600\,\Omega} = \mathbf{62.6\,\Omega}$$

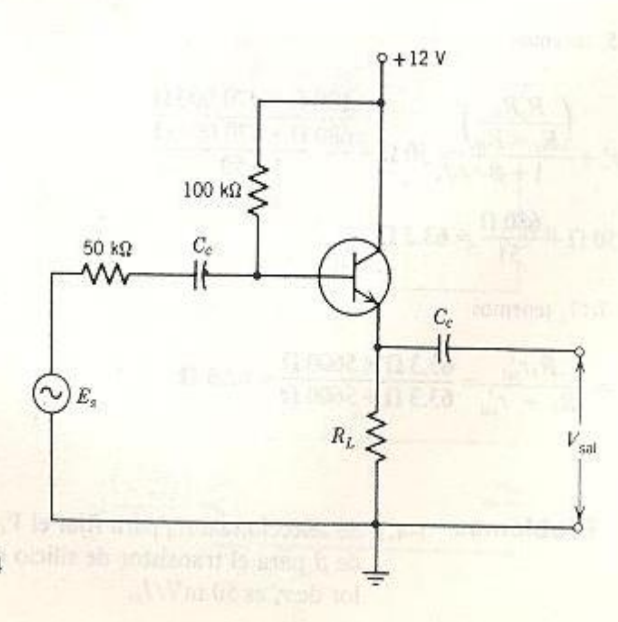
Problemas 7-4.1 Se selecciona a R_B para fijar el V_{CE} a 6 V. Si R es infinita y el valor de β para el transistor de silicio es 100. Encuentre I_e y V_{sal}. El valor de r'_e es 50 mV/I_E.

7-4.2 Repita el Prob. 7-4.1 si R es de 3000 Ω.
7-4.3 Encuentre I_s y V_{sal}. El valor de β es 50 y r_e' es de 10 Ω.
7-4.4 El valor de β para el transistor de silicio es 100 y r_e' es de 10 Ω. Luego R_L se ajusta para obtener la condición de polarización óptima. Determine el valor de R_L. ¿Cuáles son los valores máximos de pico-a-pico de V_{sal} y E_s sin que se recorte la señal?
7-4.5 Determine r_{sal}' y r_{sal} para el circuito del Prob. 7-4.1
7-4.6 Determine r_{sal}' y r_{sal} para el circuito del Prob. 7-4.2
7-4.7 Determine r_{sal}' y r_{sal} para el circuito del Prob. 7-4.3
7-4.8 Determine r_{sal}' y r_{sal} para el circuito del Prob. 7-4.4



Circuito para los Probs. 7-4.1 y 7-4.2

Circuito para el Prob. 7-4.3



Circuito para el Prob. 7-4.4

Sección 7-5 El modelo del amplificador de base-común

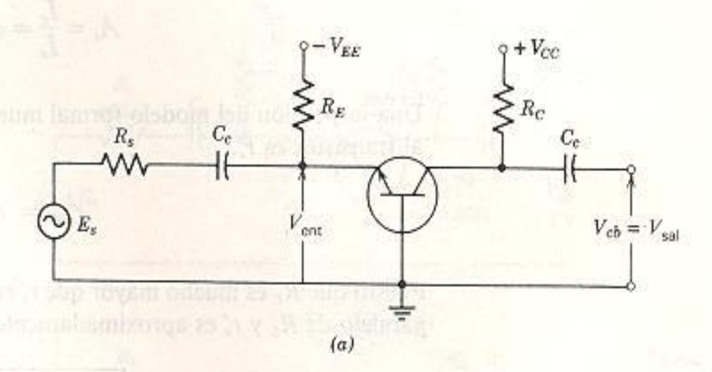
En la Fig. 7-8*a* se muestra el circuito amplificador de base-común. El modelo formal, Fig. 7-8*b*, se dibuja a partir del circuito completo. Si la fuente E_s tiene la polaridad que se marca, I_s se dirige hacia el emisor e I_e fluye hacia su interior. Luego I_c fluye hacia afuera del colector y hacia R_C. La polaridad de V_{sal} es la misma que la de E_s. Así, el voltaje de entrada y el de salida del amplificador de base-común están en fase.

Una inspección del modelo formal muestra que el voltaje de salida es

$$V_{sal} = I_c R_C$$

y el voltaje de entrada al transistor es

$$V_{ent} = I_e r_e'$$



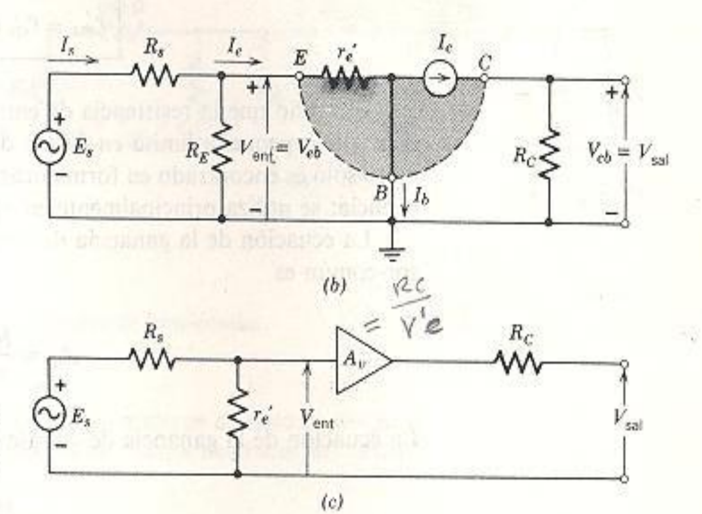


Fig. 7-8 Modelos para el circuito amplificador de base-común. (*a*) El circuito completo. (*b*) El modelo formal. (*c*) El modelo simplificado.

Si sustituimos las conversiones de la Tabla 4-2, tenemos

= Ic Rc

$$V_{sal} = \beta I_b R_C$$

y

$$V_{ent} = (1 + \beta) I_b r_e'$$

= Ie r'e

Cuando dividimos V_{sal} por V_{ent}, tenemos la ganancia de voltaje A_v.

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{\beta I_b R_C}{(1 + \beta) I_b r_e'} \tag{7-1a}$$

Dividiendo entre I_b y tomando el cociente $\beta/(1 + \beta)$ como la unidad

$$\boxed{A_v = \frac{R_C}{r_e'}} \tag{7-18}$$

La ganancia de corriente del transistor es

$$A_i = \frac{I_c}{I_e} = \alpha \approx 1 \tag{7-19}$$

Una inspección del modelo formal muestra que la resistencia de entrada al transistor es r_e'.

$$r_{ent} = r_e' \tag{7-20}$$

Puesto que R_E es mucho mayor que r_e' en un circuito, la combinación del paralelo de R_E y r_e' es aproximadamente r_e'.

$$\boxed{r_{ent}' = r_{ent} = r_e'} \tag{7-21}$$

El hecho que la resistencia de entrada al circuito de base-común es demasiado pequeña limita en forma drástica sus aplicaciones. Este circuito sólo es encontrado en forma ocasional, en aplicaciones de baja frecuencia; se utiliza principalmente en aplicaciones de radiofrecuencia.

La ecuación de la ganancia de voltaje para el amplificador de emisor-común es

$$A_v = \frac{R_C}{r_e'} \tag{7-8a}$$

La ecuación de la ganancia de voltaje para el emisor seguidor es

$$A_v = \frac{R_E}{r_e' + R_E} \tag{7-11}$$

La ecuación de la ganancia de voltaje para un amplificador de base-común es

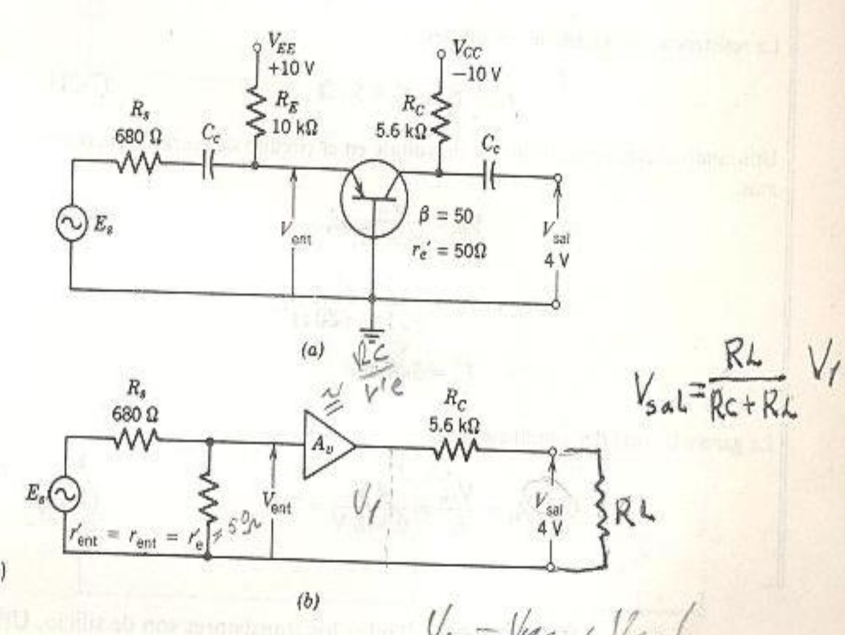
$$A_v = \frac{R_C}{r_e'} \tag{7-18}$$

Estas tres ecuaciones de ganancia son todas la misma ecuación si definimos la ganancia de voltaje a través del transistor como

$$A_v = \frac{\text{La impedancia de ca de la carga}}{\text{La impedancia de ca en el emisor}} \qquad (7\text{-}22)$$

La impedancia de ca en el emisor es r_e' más cualquier impedancia de ca entre el emisor y tierra.

Podemos aplicar la Ec. 7-22 al circuito en este capítulo así como a los circuitos amplificadores que utilizan transistores de efecto de campo (Cap. 8).



Circuito (*a*) y modelo simplificado (*b*) para el Ej. 7-8

Ejemplo 7-8
Determine A_v, V_{ent}, E_s y A_v para el amplificador de base-común.

Solución
El primer paso para determinar los valores de los niveles de señal es dibujar el modelo simplificado. Luego, se transfieren los valores numéricos del circuito al modelo.

$$R_s,\ R_E,\ R_C,\ \text{ y }\ V_{sal}$$

Luego, E_s, r'_{ent}, V_{ent} y A_v se colocan en el modelo como incógnitas en este punto. Ahora debemos determinar estos valores desconocidos.

La resistencia de entrada al circuito amplificador de base-común es

$$r'_{ent} = r_{ent} = r'_e = 50\ \Omega \qquad (7\text{-}21)$$

Puesto que R_E es de 10 kΩ, la combinación en paralelo de R_E y 50 Ω es 50 Ω con un error insignificante. La ganancia de voltaje A_v a través del amplificador es

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{5600\ \Omega}{50\ \Omega} = \mathbf{112} \qquad (7\text{-}18)$$

V_{ent} se encuentra de la definición de A_v.

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \qquad (7\text{-}1a)$$

$$112 = \frac{4\ \text{V}}{V_{ent}}$$

$$V_{ent} = 0.0357\ \text{V} = \mathbf{35.7\ mV}$$

La resistencia de entrada al circuito es

$$r'_{ent} = r_{ent} = r'_e = 50\ \Omega \qquad (7\text{-}21)$$

Utilizando el concepto de divisor de voltaje en el circuito de entrada, encontramos.

$$V_{ent} = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} E_s \qquad (7\text{-}2)$$

$$37.5\ \text{mV} = \frac{50\ \Omega}{50\ \Omega + 680\ \Omega} E_s$$

$$E_s = \mathbf{548\ mV}$$

La ganancia total del amplificador es

$$A_e = \frac{V_{sal}}{E_s} = \frac{4\ \text{V}}{0.548\ \text{V}} = \mathbf{7.3} \qquad (7\text{-}1b)$$

Problemas

Todos los transistores son de silicio. Utilice 25 mV/I_E para encontrar r'_e.

7-5.1 V_{EE} y V_{CC} son cada una de 20 V con la polaridad apropiada. R_E es de 2 kΩ y R_C es de 810 Ω. Determine la ganancia de voltaje del circuito. ¿Cuál es el valor máximo permisible para E_s sin que se produzca recorte en la salida?

7-5.2 V_{EE} es de −20 V y V_{CC} es de + 150 V. Si R_s y R_E son cada una de 2 kΩ y R_C es de 7.5 kΩ. R es ∞Ω. Determine los valores del punto de operación y la ganancia de voltaje del circuito. ¿Cuál es el valor máximo permisible para E_s sin que se produzca recorte en la salida?

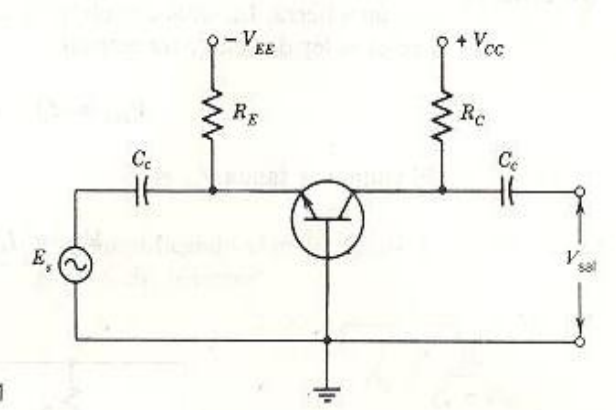
7-5.3 V_{EE} es de + 20 V y V_{CC} es de −20 V. R_s es de 20 Ω y R_E es de 40 kΩ. R_C y R_E son cada una de 20 kΩ. Determine el punto de operación y la ganancia de voltaje del circuito.

7-5.4 V_{EE} es de + 20 V y V_{CC} es de −20 V. R_E es de 20 kΩ y R_C y R son cada una de 10 kΩ. E_s es de 5 mV rms y R_s varía de 0 a 1 kΩ. ¿Cuáles son los valores mínimo y máximo de V_{sal}?

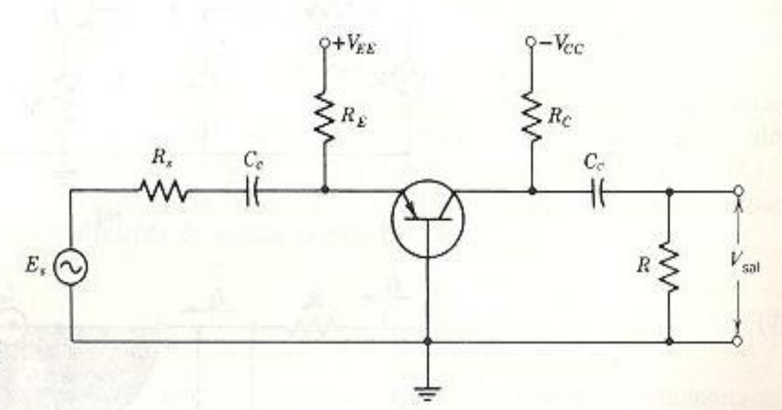
7-5.5 E_s es de 10 mV, V_{EE} de +4 V, R_E es de 50 kΩ, V_{CC} de −4 V, R_C de

20 kΩ, y R de 30 kΩ. Si R_s se hace variar de un valor de 100 Ω hasta 1000 Ω. Determine los valores del punto Q del circuito, así como el grado de variación de V_{sal}.

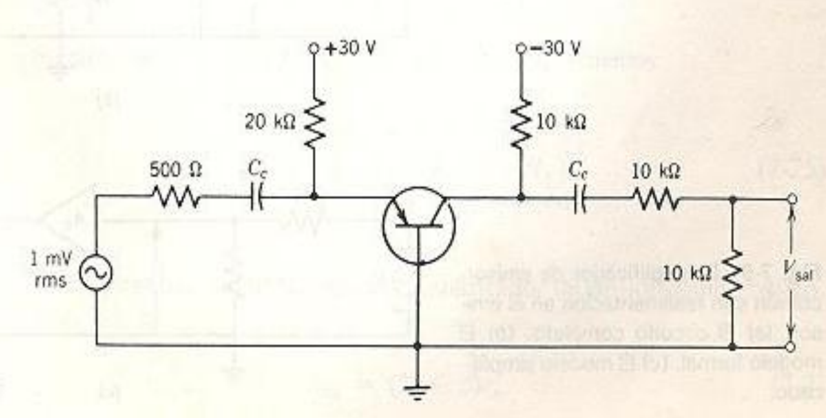
7-5.6 Determine el valor de V_{sal}.



Circuito para el Prob. 7-5.1



Circuito para los Probs. del 7-5.2 al 7-5.5



Circuito para el Prob. 7-5.6

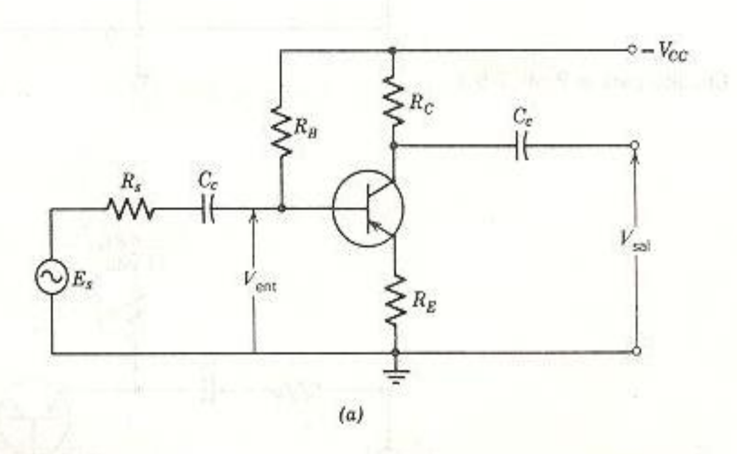
Sección 7-6 Modelo del amplificador de emisor-común con realimentación de emisor

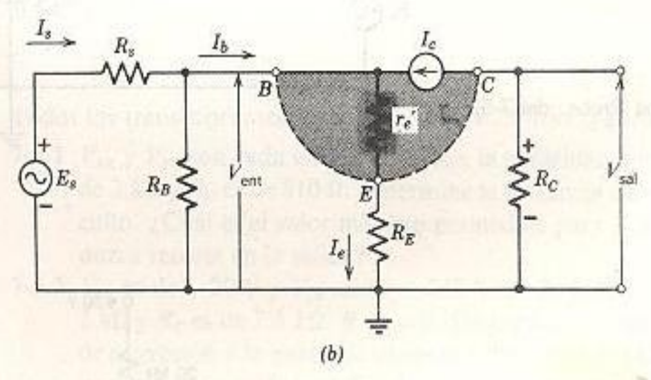
El circuito completo del amplificador de emisor-común con realimentación en el emisor se muestra en la Fig. 7-9*a*. Podemos obtener el modelo formal, Fig. 7-9*b*, siguiendo las mismas reglas que empleamos para los circuitos anteriores. La única diferencia es que ahora mostramos la resistencia del emisor R_E conectada entre la terminal del emisor E y el regreso común a tierra. La señal de voltaje de entrada al transistor es V_{ent}. Utilizamos la ley de Ohm para escribir.

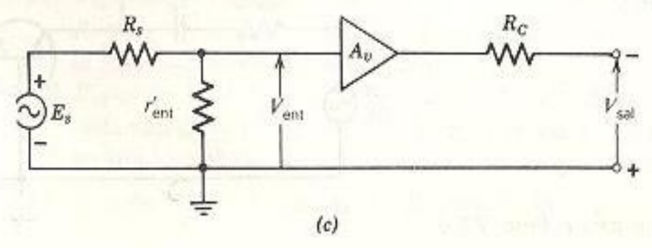
$$V_{ent} = I_e(r_e' + R_E)$$

El voltaje de salida V_{sal} es

$$V_{sal} = I_e R_C$$







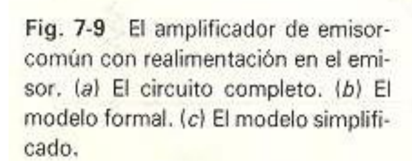


Fig. 7-9 El amplificador de emisor-común con realimentación en el emisor. (*a*) El circuito completo. (*b*) El modelo formal. (*c*) El modelo simplificado.

La ganancia de voltaje a través del transistor A_v es

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{I_c R_C}{I_e(r_e' + R_E)}$$

Sustituyendo las conversiones de la Tabla 4-2

$$I_c = \beta I_b \quad \text{y} \quad I_e = (1 + \beta) I_b$$

tenemos

$$A_v = \frac{\beta I_b R_C}{(1 + \beta) I_b (r_e' + R_E)}$$

Simplificando al dividir entre I_b y usando la unidad para el cociente $\beta/(1 + \beta)$, tenemos

$$\boxed{A_v = \frac{R_C}{r_e' + R_E}} \qquad (7\text{-}23)$$

La impedancia de carga para ca en el circuito es R_C y la impedancia de ca en el circuito del emisor es $(r_e' + R_E)$. Así, este circuito satisface la definición dada por la Ec. 7-19, en la cual A_v es el cociente de la impedancia de ca de la carga entre la impedancia de ca del emisor.

Otro método que podemos emplear es establecer que este circuito es una extensión del amplificador de emisor-común básico, pero el valor de r_e' es incrementado por la cantidad R_E a un nuevo valor $(r_e' + R_E)$.

La ganancia de corriente de este circuito es la misma que para el amplificador de emisor-común básico.

$$A_i = \frac{I_c}{I_b} = \beta \qquad (7\text{-}24)$$

La resistencia de entrada al transistor r_{ent} puede determinarse al inspeccionar el modelo formal.

$$r_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_b} = \frac{i_e(r_e' + R_E)}{I_b}$$

Sustituyendo $(1 + \beta)\, I_b$ por I_e y cancelando I_b, tenemos

$$\boxed{r_{ent} = (1 + \beta)(r_e' + R_E)} \qquad (7\text{-}25)$$

La resistencia de entrada del amplificador de emisor-común básico, Sec. 7-3, es

$$r_{ent} = (1 + \beta) r_e' \qquad (7\text{-}7)$$

Una comparación de la Ec. 7-25 con la Ec. 7-7 muestra que el uso de una resistencia de emisor sin capacitor de paso en el circuito incrementa en forma considerable la resistencia de entrada del transistor. En un gran número de aplicaciones, la ventaja de este incremento de la resistencia de entrada es más importante que la disminución en la ganancia que resulta del hecho de tener una resistencia R_E sin capacitor de paso.

Puesto que r_{ent} es una resistencia de gran valor, debemos formar la combinación en paralelo de R_B y r_{ent} para obtener r'_{ent} para el modelo simplificado.

$$r'_{ent} = \frac{r_{ent} R_B}{r_{ent} + R_B} \tag{7-26}$$

En la Fig. 7-10 se ha colocado un capacitor de paso C_1 en paralelo con R_1. Si la acción de derivación debe ser efectiva, el valor de la reactancia de C_1 debe ser numéricamente menor que 0.1 R_1 a la menor frecuencia de la señal en el circuito. En este ejemplo, el valor de C_1 debe ser suficientemente grande para tener una reactancia no mayor que 15 Ω a la menor frecuencia de la señal.

La resistencia de cd del emisor a tierra es $R_2 + R_1$ o 250 Ω. La resistencia de ca en el circuito del emisor es $r'_e + R_2$ o 125 Ω. El valor de la resistencia de cd se utiliza en los cálculos del punto Q. El valor de la resistencia de ca se utiliza en los cálculos de las ganancias de ca.

Ejemplo 7-9
Encuentre el valor de r_{ent} si:

Caso I Se coloca el capacitor C_1 a través de R_1 y R_2.
Caso II Se coloca el capacitor C_1 a través de R_1.
Caso III El capacitor es eliminado por completo.

Solución
Caso I Cuando C_1 se coloca a través de ambas resistencias R_1 y R_2, tenemos el caso del amplificador que actúa como el amplificador de emisor-común básico (Sec. 7-3), y la resistencia de entrada al transistor es solamente r'_e.

$$r_{ent} = (1 + \beta)r'_e = (1 + 50) \times 25\ \Omega = \mathbf{1275\ \Omega} \tag{7-7}$$

Caso II C_1 se coloca a través de R_1 como muestra la Fig. 7-9. Si R_1 está derivada de manera adecuada para la señal de ca, requerimos que

$$X_{C_1} = \frac{1}{2\pi f C_1} \leq 0.1\ R_1$$

a la menor frecuencia de la señal que será procesada

R_1 y R_2 son ambas parte del circuito de cd y deben considerarse en la determinación del punto de operación, pero sólo R_2 se considera en el análisis del circuito en ca. Por lo tanto.

$$r_{ent} = (1 + \beta)(r'_e + R_2) = (1 + 50)(25\ \Omega + 100\ \Omega)$$
$$= \mathbf{6375\ \Omega} \qquad (7\text{-}25)$$

Caso III Cuando se elimina C_1 del circuito, R_1 y R_2 se consideran ambas en el análisis del circuito, en cd y en ca. La resistencia de entrada al transistor es

$$r_{ent} = (1 + \beta)(r'_e + R_1 + R_2) = (1 + 50)(25\ \Omega + 100\ \Omega + 150\ \Omega)$$
$$= \mathbf{14\,025\ \Omega} \qquad (7\text{-}25)$$

Este ejemplo muestra que el uso de una resistencia de emisor sin capacitor de paso R_s, materialmente incrementa la resistencia de entrada al transistor.

Rcd = R1+R2
Rca = R1+R2.
ICQ = Vcd / (Rcd + Rca)

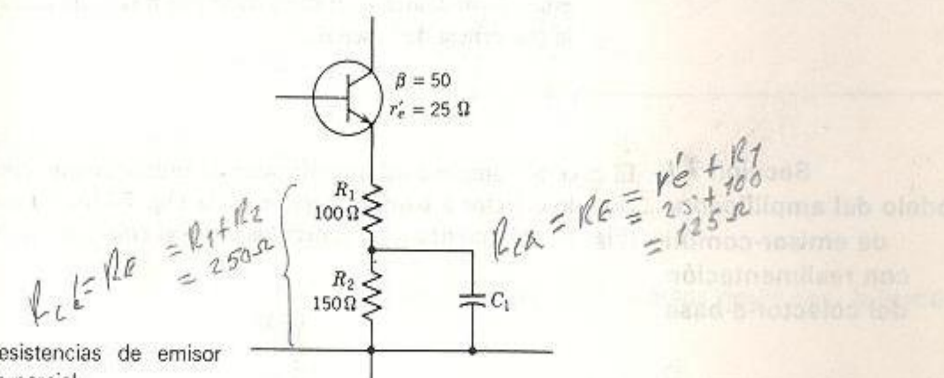
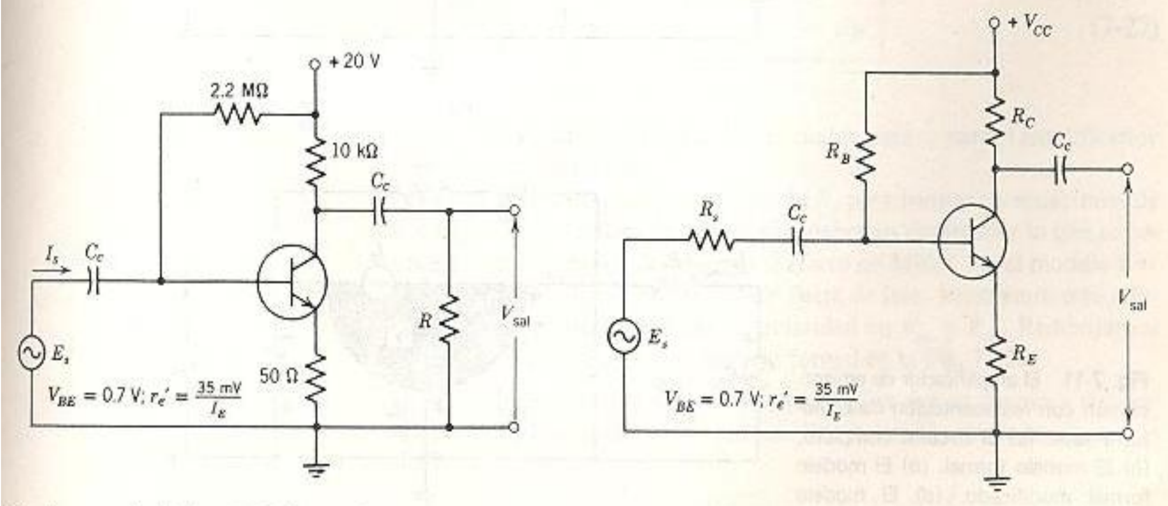


Fig. 7-10 Resistencias de emisor con derivación parcial.



Circuito para los Probs. del 7-6.1 al 7-6.4

Circuito para los Probs. del 7-6.5 al 7-6.7

Problemas

7-6.1 Determine la resistencia de entrada al circuito y la ganancia de voltaje del mismo. La β del transistor es 50. R es infinita.

7-6.2 Repita el Prob. 7-6.1 si R es de 10 kΩ.

7-6.3 Repita el Prob. 7-6.1 si la resistencia de la fuente R_s es de 2000 Ω.

7-6.4 Si V_{sal} es 2 V, determine E_s e I_s. β es 100 y R es de 5.6 kΩ.

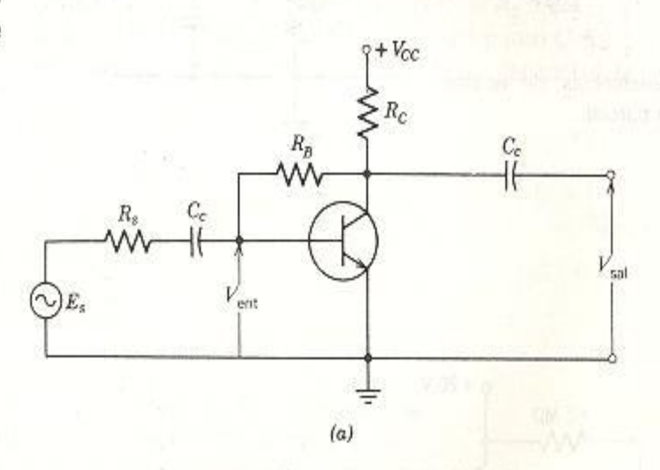
7-6.5 Si R_s es de 10 kΩ, R_C de 2000 Ω, R_E de 75 Ω, V_{CC} de + 4 V y β es de 40, y R_B se ajusta para fijar I_C a 1 mA. Determine la resistencia de carga para la fuente y la ganancia de voltaje del circuito.

7-6.6 Si R_s es de 10 kΩ, R_C es de 12 kΩ, R_E es de 3 kΩ, y V_{CC} es de + 8 V. Determine R_B para proporcionar máximo voltaje de salida de pico-a-pico y determine el valor de E_s que provee este voltaje de salida. El valor de β para el transistor es de 60.

7-6.7 Repita el Prob. 7-6.6 suponiendo que la resistencia del emisor R_E está adecuadamente en derivación por medio de un capacitor C_E a la frecuencia de la señal.

Sección 7-7 Modelo del amplificador de emisor-común con realimentación del colector-a-base

El circuito completo del amplificador de emisor-común con realimentación de colector a base se muestra en la Fig. 7-11*a*. El modelo formal (Fig. 7-11*b*) muestra a R_B conectada entre el colector y la base.



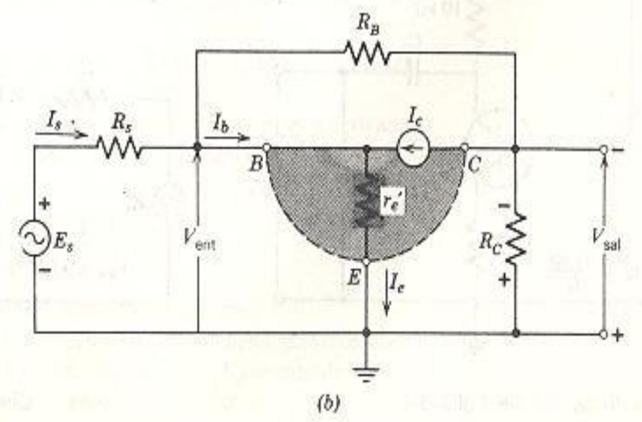


Fig. 7-11 El amplificador de emisor-común con realimentación de colector-a-base. (*a*) El circuito completo. (*b*) El modelo formal. (*b*) El modelo formal modificado. (*d*) El modelo simplificado.

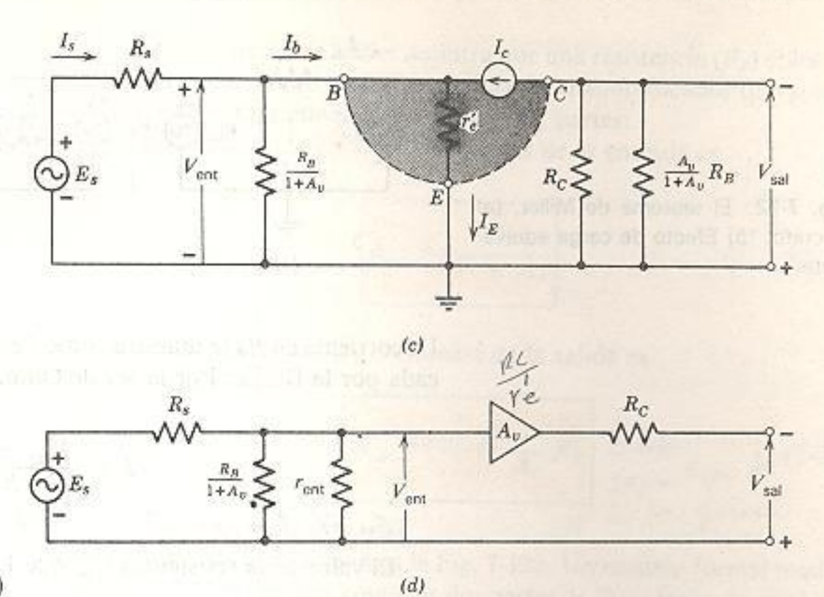


Fig. 7-11 (Continuación)

La ecuación para el voltaje de entrada viendo hacia la base del transistor es

$$V_{ent} = I_e r'_e = (1 + \beta) I_b r'_e$$

Si dividimos ambos miembros de esta ecuación entre I_b, tenemos la resistencia vista hacia dentro del transistor r_{ent}.

$r_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_{ent}} = \frac{V_{ent}}{I_b}$

$$\boxed{r_{ent} = (1 + \beta) r'_e} \qquad (7\text{-}27)$$

La Ec. 7-27 es idéntica a la Ec. 7-7, la cual se obtuvo para el amplificador de emisor-común básico.

Para determinar cómo se manipula R_B para formar las ecuaciones de la ganancia y la resistencia de entrada, debemos desarrollar lo que se conoce como el *teorema de Miller* o el *efecto de Miller*. En el modelo formal (Fig. 7-11*b*) V_{ent} y V_{sal} están 180° fuera de fase. Mostramos esta relación de fase poniendo marcas de polaridad en V_{ent} y V_{sal}. Redibujamos V_{ent}, V_{sal} y R_B sin el resto del modelo formal en la Fig. 7-12*a*.

El voltaje a través de R_B es V_{ent} más V_{sal} ya que en cuanto a R_B concierne V_{ent} y V_{sal} están en *serie aditiva*. Por lo que el voltaje total a través de R_B es

$V_{ent} - V_{RB} + V_{sal} = 0$, $(V_{ent} + V_{sal}) = V_{RB}$

$V_{RB} = V_{ent} + V_{sal} = I\, R_B \;\therefore\; I = \frac{V_{ent} + V_{sal}}{R_B}$

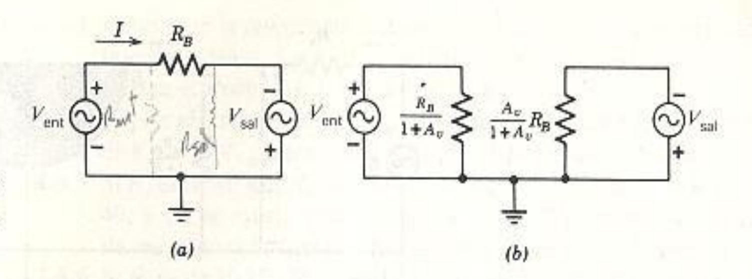


Fig. 7-12 El teorema de Miller. (*a*) Circuito. (*b*) Efecto de carga equivalente.

La corriente en R_B se muestra como I en la Fig. 7-12*a* en la dirección indicada por la flecha. Por la ley de Ohm, esta corriente es

$$I = \frac{V_{ent} + V_{sal}}{R_B}$$

El valor de la resistencia R_{ent} que V_{ent} "ve" mirando hacia R_B es

$$R_{ent} = \frac{V_{ent}}{I} = \frac{V_{ent}}{\left(\dfrac{V_{ent} + V_{sal}}{R_B}\right)} = \frac{V_{ent}}{V_{ent} + V_{sal}} R_B$$

Ahora, si dividimos cada término entre V_{ent} y reemplazamos V_{sal}/V_{ent} por A_v, tenemos.

$$R_{ent} = \frac{R_B}{1 + V_{sal}/V_{ent}} = \frac{R_B}{1 + A_v}$$

El valor de la resistencia R_{sal} que "ve" V_{sal} mirando atrás hacia R_B es

$$R_{sal} = \frac{V_{sal}}{I} = \frac{V_{sal}}{\left(\dfrac{V_{ent} + V_{sal}}{R_B}\right)} = \frac{V_{sal}}{V_{ent} + V_{sal}} R_B$$

Si dividimos cada término por V_{ent} y reemplazamos V_{sal}/V_{ent} por A_v, tenemos

$$R_{sal} = \frac{A_v}{1 + A_v} R_B$$

Si sumamos R_{ent} y R_{sal}, tenemos

$$R_{ent} + R_{sal} = \frac{R_B}{1 + A_v} + \frac{A_v}{1 + A_v} R_B = \frac{1 + A_v}{1 + A_v} R_B = R_B$$

$$R_{ent} + R_{sal} = R_B$$

Por lo que el teorema de Miller muestra que una resistencia (R_B) colocada entre la terminal de entrada y la de salida de un amplificador que produce inversión de fase puede romperse en dos partes:

La parte colocada entre las terminales de la entrada es

$$R_{\text{ent}} = \frac{R_B}{1 + A_v} \qquad (7\text{-}28)$$

La parte colocada entre las terminales de la salida es

$$R_{\text{sal}} = \frac{A_v}{1 + A_v} R_B \qquad (7\text{-}29)$$

Estos resultados se muestran en la Fig. 7-12*b*. Un modelo formal modificado (Fig. 7-11*c*) muestra cómo las dos partes de R_B se incluyen en el modelo.

El valor de R_{sal} Ec. 7-29, es aproximadamente igual a R_B. Puesto que R_B es mucho mayor que R_C, podemos considerar que la carga en la salida del transistor es sólo R_C. Así que podemos escribir la ecuación para la ganancia de voltaje del amplificador.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \qquad (7\text{-}30)$$

La resistencia de entrada r_{ent} dada por la Ec. 7-27 se coloca en paralelo con $R_B/(1 + A_v)$ dado por la Ec. 7-28 para formar r'_{ent} para el modelo simplificado, Fig. 7-11*d*.

$$r'_{\text{ent}} = \frac{r_{\text{ent}} \dfrac{R_B}{1 + A_v}}{r_{\text{ent}} + \dfrac{R_B}{1 + A_v}} \qquad (7\text{-}31)$$

Ejemplo 7-10

Una resistencia de 1-MΩ se conecta de la salida a la entrada de un amplificador como el que se muestra en el circuito (*a*). El amplificador presenta inversión de fase. Determine el circuito equivalente (*b*) del amplificador mostrando R_{ent} y R_{sal}.

Solución Núm. 1

La corriente I puede determinarse de la ley de Ohm como

$$I = \frac{V_{\text{ent}} - (-V_{\text{sal}})}{R} = \frac{0.016 \text{ V} - (-1.00) \text{ V}}{1 \times 10^6 \Omega}$$

$$= 1.016 \times 10^{-6} \text{ A} = 1.016\ \mu\text{A}$$

La resistencia de entrada determinada por la ley de Ohm es

$$R_{ent} = \frac{V_{ent}}{I} = \frac{0.016\ \text{V}}{1.016 \times 10^{-6}\ \Omega} = \mathbf{16\ k\Omega}$$

La resistencia de salida determinada por la ley de Ohm es

$$R_{sal} = \frac{V_{sal}}{I} = \frac{1.00\ \text{V}}{1.016 \times 10^{-6}\ \Omega} = \mathbf{984\ k\Omega}$$

Solución Núm. 2
La magnitud de la ganancia de voltaje del amplificador es

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{1.00\ \text{V}}{0.016\ \text{V}} = 62.5 \qquad (7\text{-}1a)$$

La resistencia de entrada al circuito es

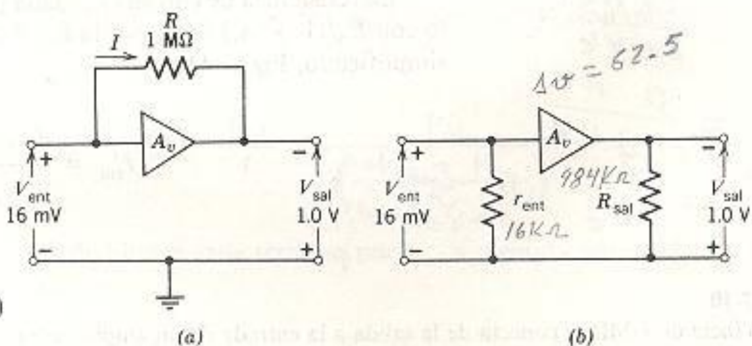
$$R_{ent} = \frac{R_B}{1 + A_v} = \frac{1 \times 10^6\ \Omega}{62.5} = \mathbf{16\ k\Omega} \qquad (7\text{-}28)$$

y R_{sal} puede encontrarse de

$$R_B = R_{ent} + R_{sal}$$
$$1\ \text{M}\Omega = 16\ \text{k}\Omega + R_{sal}$$
$$R_{sal} = \mathbf{984\ k\Omega}$$

o de

$$R_{sal} = \frac{A_v}{1 + A_v} R_B = \frac{62.5}{1 + 62.5} 1000\ \text{k}\Omega = \mathbf{984\ k\Omega} \qquad (7\text{-}29)$$



Circuito (*a*) y circuito equivalente (*b*) para el Ej. 7-10

Ejemplo 7-11
Determine V_{ent}, V_{sal} y A_v para el amplificador mostrado en la Fig. 7-13*a*.

Solución
El primer paso para determinar los valores de los niveles de señal es dibujar el modelo simplificado, Fig. 7-13*b*. Luego se transfieren los valores numéricos de R_s,

R_C y E_s del circuito al modelo. Luego R_B se transfiere al modelo como $R_B/(1 + A_v)$. En este punto $R_B/(1 + A_v)$, r_{ent}, V_{ent}, A_v y V_{sal} se colocan en el modelo como incógnitas. Ahora debemos determinar estos valores desconocidos.

La resistencia de entrada r_{ent} al amplificador de emisor común con realimentación de emisor es

$$r_{ent} = (1 + \beta)(r_e' + R_E) = 101(50\ \Omega + 100\ \Omega) = 15\,150\ \Omega \qquad (7\text{-}25)$$

La ganancia de voltaje A_v a través del amplificador se obtiene de

$$A_v = \frac{R_C}{r_e' + R_E} = \frac{6000\ \Omega}{50\ \Omega + 100\ \Omega} = 40 \qquad (7\text{-}23)$$

La resistencia de polarización R_B se transforma por medio del teorema de Miller a

$$R_{ent} = \frac{R_B}{1 + A_v} = \frac{500\,000\ \Omega}{1 + 40} = 12\,195\ \Omega \qquad (7\text{-}28)$$

La combinación en paralelo de r_{ent} y R_{ent} es r_{ent}'. $r'_{ent} = r_{ent} // R_{ent}$

$$r_{ent}' = \frac{r_{ent}R_{ent}}{r_{ent} + R_{ent}} = \frac{15\,150\ \Omega \times 12\,195\ \Omega}{15\,150\ \Omega + 12\,195\ \Omega} = 6756\ \Omega \qquad (7\text{-}31)$$

V_{ent} puede encontrarse del divisor de voltaje en el circuito de entrada

$$V_{ent} = \frac{r_{ent}'}{r_{ent}' + R_s}E_s = \frac{6756\ \Omega}{6756\ \Omega + 10\,000\ \Omega}20\ \text{mV} = \mathbf{8\ mV} \qquad (7\text{-}2)$$

y el voltaje de salida V_{sal} es

$$V_{sal} = V_{ent}A_v = 8\ \text{mV} \times 40 = \mathbf{320\ mV} \qquad (7\text{-}1a)$$

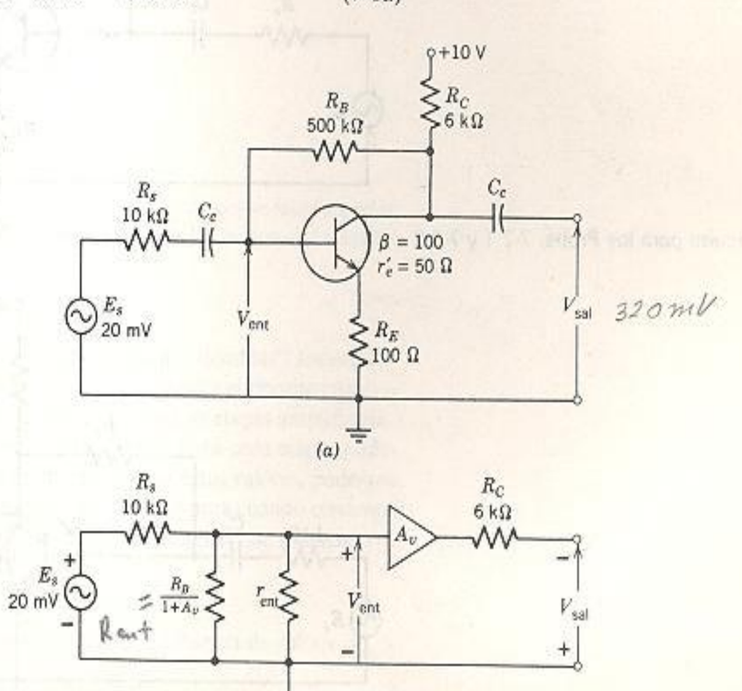


Fig. 7-13 Amplificador de emisor-común con realimentación de colector-a-base y realimentación de emisor. (*a*) El circuito completo. (*b*) El modelo simplificado.

La ganancia total es

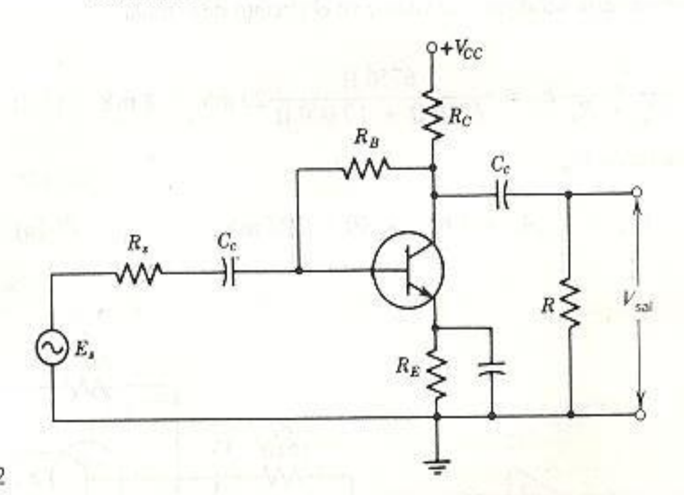
$$A_e = \frac{V_{\text{sal}}}{E_s} = \frac{320 \text{ mV}}{20 \text{ mV}} = 16 \qquad (7\text{-}1b)$$

Problemas Todos los transistores son de silicio, y r_e' se determina de $50 \text{ mV}/I_E$.

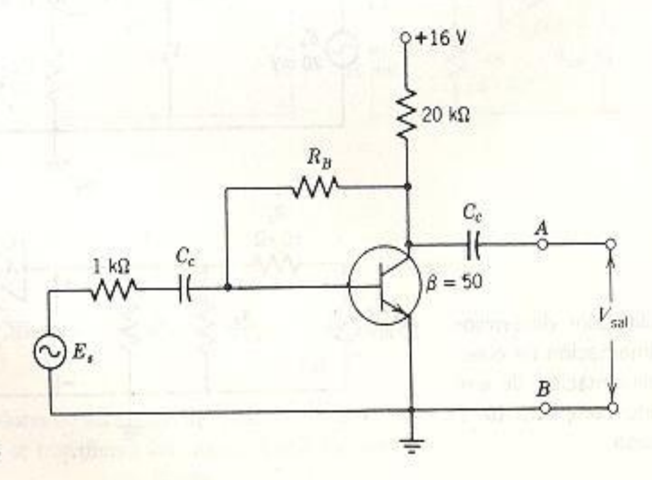
7-7.1 R_s es de 100 Ω, R_B es de 1 MΩ, R_C de 10 kΩ, V_{CC} de 12 V y R_E es de 1000 Ω. El valor de r_e' es 50 Ω. Si R es infinito y el valor de β es 100. Determine la carga en la fuente y encuentre la ganancia de voltaje del circuito.

7-7.2 E_s es de 1 mV y R_s de 4.7 kΩ. R_B es de 750 kΩ, R_C y R son cada una de 47 kΩ. Suponga que r_e' es de 100 Ω. Si β varía entre 40 y 100. ¿Cuál es la variación en V_{sal}? Si R_E está en derivación de manera adecuada.

7-7.3 Determine el valor de R_B que proporciona un voltaje de salida de pico-a-pico máximo sin distorsión. Determine el valor de E_s requerido para excitar al amplificador cuando éste entrega el máximo voltaje de salida de pico-a-pico sin distorsión. ¿Cuál es la ganancia total del circuito?



Circuito para los Probs. 7-7.1 y 7-7.2

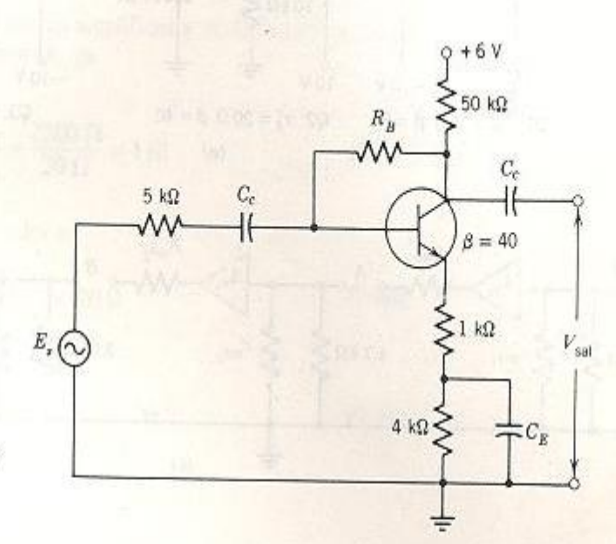


Circuito para los Probs. 7-7.3 y 7-7.4

7-7.4 Se aumenta una resistencia de carga de valor 15 kΩ entre las terminales *A* y *B*. ¿Qué valor debe tener R_B para establecer un punto *Q* óptimo para el circuito? Determine el valor de E_s que desarrolla un máximo voltaje de salida de pico-a-pico.

7-7.5 Determine el valor de R_B que fija V_{CE} a 2 V. ¿Cuál es el máximo voltaje de salida de pico-a-pico sin distorsión que puede obtenerse? Determine la ganancia total del circuito. ¿Qué valor de E_s proporciona el máximo voltaje de salida de pico-a-pico sin distorsión?

7-7.6 El capacitor de paso del emisor C_E se elimina. Recalcule el Prob. 7-7.5 para este nuevo circuito.



Circuito para los Probs. 7-7.5 y 7-7.6

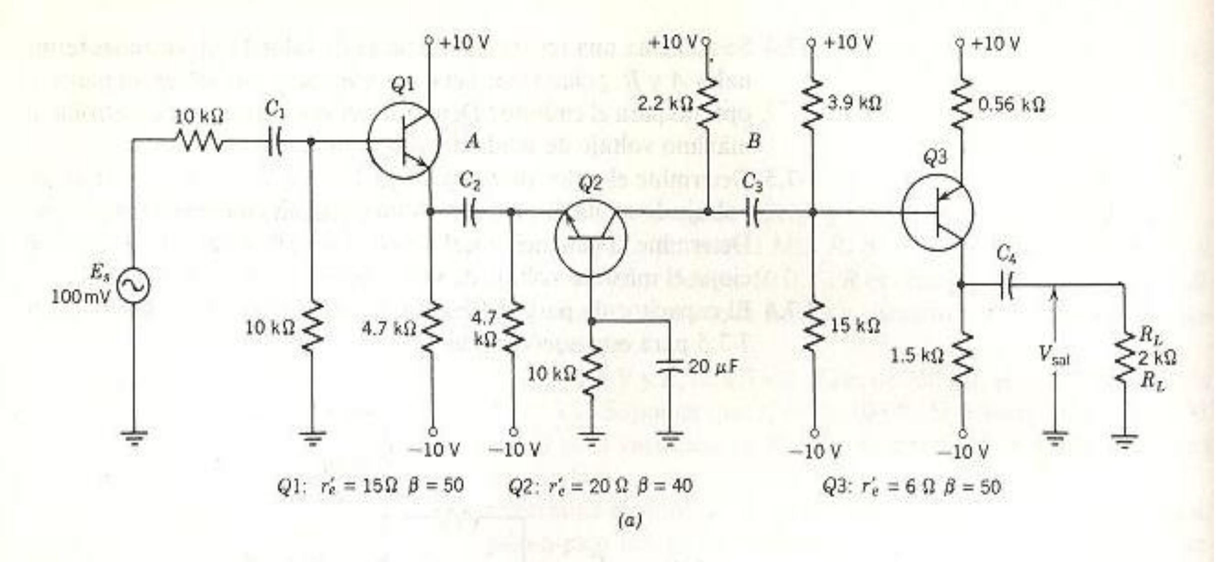
Sección 7-8
Amplificadores en cascada

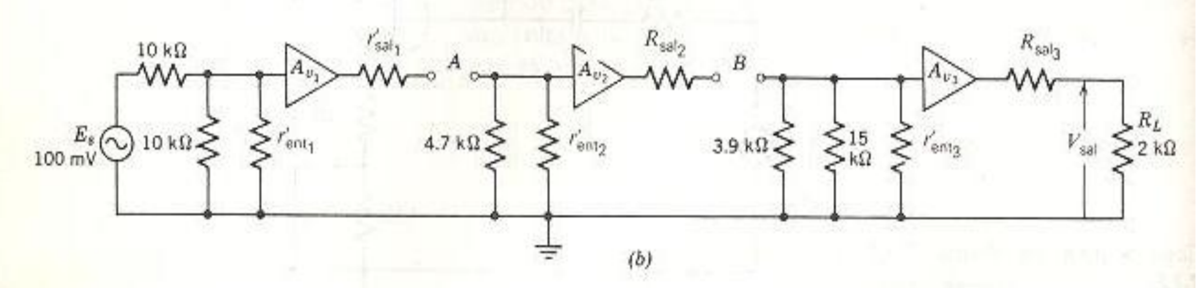
Ejemplo 7-12
Un amplificador en cascada de tres etapas con valores numéricos se muestra en la Fig. 7-14*a*. Se requieren los niveles de señal en cada uno de los puntos del amplificador.

Solución
Este circuito complejo, Fig. 7-14*a*, puede simplificarse al "desoldar" los capacitores de acoplamiento entre las etapas del amplificador. Ahora el circuito consiste en tres etapas amplificadoras separadas. Cada una de las tres etapas amplificadoras debe reducirse a modelos simplificados (Fig. 7-14*b*). Para cada etapa, podemos encontrar r_{ent}, A_v y R_{sal} (r'_{sal}). Cuando determinamos estos valores, podemos redibujar la Fig. 7-14*b* como se muestra en la Fig. 7-14*c*. Ahora cuando cerramos las aberturas (*A* y *B*), tenemos el circuito en cascada completo que muestra una sucesión de divisores de voltaje y amplificadores.

Etapa 1, *Q*1
Esta etapa está formada por un seguidor de emisor. La ganancia de voltaje A_v, es

$$A_{v_1} = \frac{R_E}{r'_e + R_E} = \frac{4700\ \Omega}{15\ \Omega + 4700\ \Omega} \approx 1 \qquad (7\text{-}11)$$





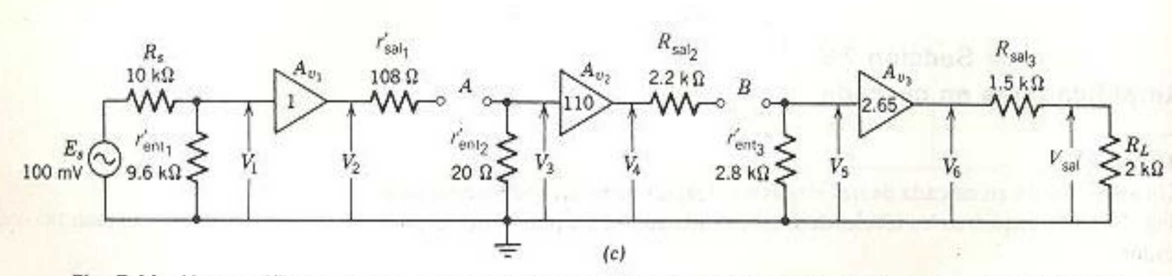


Fig. 7-14 Un amplificador en cascada. (*a*) El circuito real. (*b*) Modelos de circuito simplificado para cada etapa. (*c*) Modelos simplificados en cascada.

La resistencia de entrada r_{ent} al transistor Q_1 es

$$r_{ent_1} = (1 + \beta)(r'_e + R_E) = (1 + 50)(15\ \Omega + 4700\ \Omega) = 240\ \text{k}\Omega$$

La resistencia de entrada r_{ent_1} al circuito completo es R_B en paralelo con r_{ent}

$$r_{ent_1} = \frac{R_B r_{ent}}{R_B + r_{ent}} = \frac{10\ \text{k}\Omega \times 240\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 240\ \text{k}\Omega} = 9.6\ \text{k}\Omega \qquad (7\text{-}14)$$

La resistencia r_{sal_1} vista "mirando atrás" hacia dentro del emisor de $Q1$ es

$$r_{sal_1} = r'_e + \frac{\left(\frac{R_s R_B}{R_s + R_B}\right)}{1+\beta} = 15\ \Omega + \frac{\left(\frac{10\ k\Omega \times 9.6\ k\Omega}{10\ k\Omega + 9.6\ k\Omega}\right)}{1+50} = 111\ \Omega \qquad (7\text{-}15)$$

Esta resistencia r_{sal_1} está en paralelo con R_E

$$r_{sal_1} = \frac{R_E\, r_{sal_1}}{R_E + r_{sal_1}} = \frac{4700\ \Omega \times 111\ \Omega}{4700\ \Omega + 111\ \Omega} = 108\ \Omega \qquad (7\text{-}17)$$

Etapa 2, *Q2*

La segunda etapa $Q2$ está formada por un amplificador de base-común. La ganancia de voltaje a través del transistor A_{v_2} es

$$A_{v_2} = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{2200\ \Omega}{20\ \Omega} = 110 \qquad (7\text{-}18)$$

La resistencia de entrada al amplificador es

$$r_{ent} = r'_e = 20\ \Omega \qquad (7\text{-}20)$$

Puesto que R_E es mucho mayor que r'_e

$$r_{ent_2'} = r_{ent} = r'_e = 20\ \Omega \qquad (7\text{-}21)$$

La resistencia de salida R_{sal_2}, es R_C

$$R_{sal_2} = R_C = 2.2\ k\Omega$$

Etapa 3, *Q3*

La tercera etapa $Q3$ está formada por un amplificador de emisor-común con realimentación en el emisor. La ganancia de voltaje, A_{v_3}, es

$$A_{v_3} = \frac{R_C}{r'_e + R_E} = \frac{1500\ \Omega}{6\ \Omega + 560\ \Omega} = 2.65 \qquad (7\text{-}23)$$

La resistencia de entrada al transistor r_{ent} es

$$r_{ent} = (1+\beta)(r'_e + R_E) = (1+50)(6\ \Omega + 560\ \Omega) = 28.9\ k\Omega \qquad (7\text{-}25)$$

La resistencia de entrada a la tercera etapa $r_{ent_3'}$ se determina de

$$\frac{1}{r_{ent_3}} = \frac{1}{r_{ent}} + \frac{1}{3.9\ k\Omega} + \frac{1}{15\ k\Omega} = \frac{1}{28.9\ k\Omega} + \frac{1}{3.9\ k\Omega} + \frac{1}{15\ k\Omega}$$

Resolviendo para $r_{ent_3'}$

$$r_{ent_3'} = 2.8\ k\Omega$$

La resistencia de salida R_{sal_3} es R_C

$$R_{sal_3} = 1.5\ k\Omega$$

El amplificador en cascada

Los valores calculados para cada una de las tres etapas se muestran en la Fig. 7-14*c*. Se cierran las aberturas, *A* y *B*, y una inspección del circuito muestra

$$V_1 = \frac{r'_{\text{ent}_1}}{r'_{\text{ent}_1} + R_s} E_s = \frac{9.6\ \text{k}\Omega}{9.6\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega} 100\ \text{mV} = \mathbf{49.0\ mV} \qquad (7\text{-}2)$$

$$V_2 = V_1 A_{v_1} = 49.0\ \text{mV} \times 1 = \mathbf{49.0\ mV} \qquad (7\text{-}1a)$$

$$V_3 = \frac{r'_{\text{ent}_2}}{r'_{\text{ent}_2} + r'_{\text{sal}_1}} V_2 = \frac{20\ \Omega}{20\ \Omega + 108\ \Omega} 49.0\ \text{mV} = \mathbf{7.66\ mV}$$

$$V_4 = V_3 A_{v_2} = 7.66\ \text{mV} \times 110 = \mathbf{843\ mV}$$

$$V_5 = \frac{r'_{\text{ent}_3}}{r'_{\text{ent}_3} + R_{\text{sal}_2}} V_4 = \frac{2.8\ \text{k}\Omega}{2.8\ \text{k}\Omega + 2.2\ \text{k}\Omega} 843\ \text{mV} = \mathbf{472\ mV}$$

$$V_6 = V_5 \times A_{v_3} = 472\ \text{mV} \times 2.65 = \mathbf{1250\ mV}$$

$$V_{\text{sal}} = \frac{R_L}{R_L + R_{\text{sal}_3}} V_6 = \frac{2\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega + 1.5\ \text{k}\Omega} 1250\ \text{mV} = \mathbf{714\ mV}$$

$A_e = \dfrac{V_{sal}}{V_{ent}} = \dfrac{714}{100} = 7.14\ V$

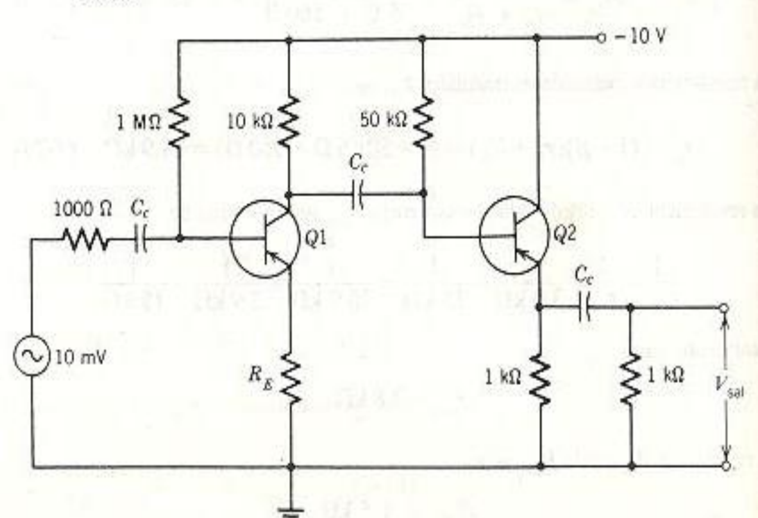
La ganancia total del circuito puede escribirse directamente de un examen de los modelos simplificados en cascada, Fig. 7-14*c*.

$$A_e = \left(\frac{9.6}{10 + 9.6}\right)(1)\left(\frac{20}{20 + 108}\right)(110)\left(\frac{2.8}{2.2 + 2.8}\right)(2.65)\left(\frac{2}{1.5 + 2}\right) = \mathbf{7.14}$$

Así que

$$V_{\text{sal}} = A_e E_s = 7.14 \times 100\ \text{mV} = \mathbf{714\ mV} \qquad (7\text{-}1b)$$

Problemas **7-8.1** Determine V_{sal} cuando R_E es cero. Para cada transistor β es 50 y r'_e es 30.



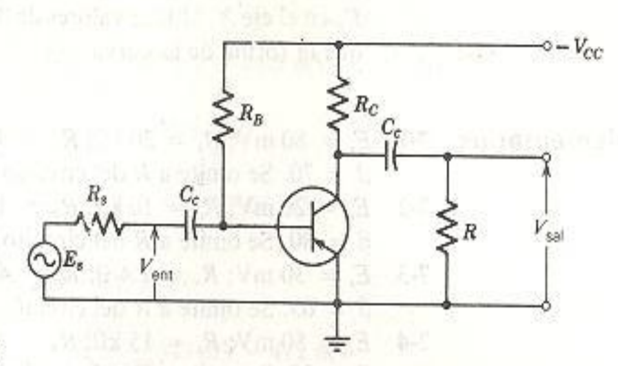
Circuito para los Probs. del 7-8.1 al 7-8.4

7-8.2 Repita el Prob. 7-8.1 utilizando un valor de 500 Ω para R_E.
7-8.3 Repita el Prob. 7-8.1 utilizando un valor de 1000 Ω para R_E.
7-8.4 Represente en una gráfica una curva que muestre a V_{sal} en el eje Y y R_E en el eje X. Utilice valores de 0 Ω, 500 Ω y 1000 Ω para R_E. Explique la forma de la curva.

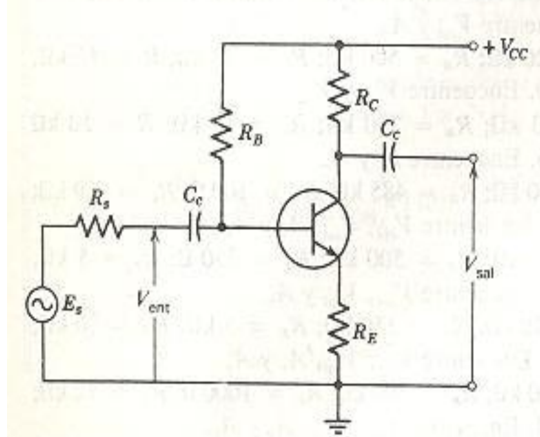
Problemas suplementarios

7-1 E_s = 80 mV; R_s = 20 kΩ; R_B = 400 kΩ; R_C = 10 kΩ; r_e' = 100 Ω y β = 70. Se omite a R del circuito. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-2 E_s = 20 mV; R_s = 10 kΩ; R_B = 100 kΩ; R_C = 10 kΩ; r_e' = 100 Ω y β = 80. Se omite a R del circuito. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-3 E_s = 30 mV; R_s = 2.4 Ω; R_B = 400 kΩ; R_C = 5.6 kΩ; r_e' = 75 Ω y β = 65. Se omite a R del circuito. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-4 E_s = 50 mV; R_s = 15 kΩ; R_B = 300 kΩ; R_C = 8.2 kΩ; r_e' = 50 Ω y β = 50. Se omite a R del circuito. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-5 Use los datos del Prob. 7-1, pero R es 24 kΩ. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_e y A_v.
7-6 E_s = 1 V; R_s = 50 kΩ; R_B = 600 kΩ; R_C = 6 kΩ; R = 8 kΩ; r_e' = 25 Ω y β = 40. Encuentre V_{sal} y A_v.
7-7 E_s = 25 mV; R_s + 20 kΩ; R_B = 500 kΩ; R_C = 20 kΩ; R = 15 kΩ; r_e' = 100 Ω y β = 60. Encuentre V_{ent} y V_{sal}.
7-8 V_{sal} = 2 V; R_s = 2.3 kΩ; R_B = 200 kΩ; R_C = 10 kΩ; R = 10 kΩ r_e' = 120 Ω y β = 65. Encuentre E_s y A_v.
7-9 E_s = 20 mV; R_s = 10 kΩ; R_B = 485 kΩ; R_E = 100 Ω; R_C = 3.9 kΩ; r_e' = 15 Ω y β = 65. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-10 E_s = 2 mV; R_s = 20 kΩ; R_B = 500 kΩ; R_E = 250 Ω; R_C = 5 kΩ; r_e' = 50 Ω y β = 50. Encuentre V_{ent}, V_{sal} y A_e.
7-11 E_s = 45 mV; R_s = 40 kΩ; R_B = 350 kΩ; R_E = 5 kΩ; R_C = 20 kΩ; r_e' = 50 Ω y β = 45. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-12 E_s = 0.1 V; R_s = 100 kΩ; R_B = 300 kΩ; R_E = 1000 Ω; R_C = 12 kΩ; r_e' = 100 Ω y β = 60. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-13 E_s = 5 V; R_s = 100 Ω; R_B = 3 kΩ; R_E = 10 Ω; r_e' = 1 Ω y β = 50. Encuentre V_{ent} y V_{sal}.
7-14 E_s = 6 V; R_s = 10 kΩ; R_B = 40 kΩ; R_E = 500 Ω; r_e' = 100 Ω y β = 45. Encuentre V_{ent} y V_{sal}.
7-15 En el circuito del Prob. 7-13, R_E se reemplaza por aquel valor requerido para transferir máxima potencia. ¿Cuál es ese valor y cuál es V_{sal} para la entrada de 5 V?
7-16 En el circuito del Prob. 7-14, R_E se reemplaza por aquel valor requerido para transferir máxima potencia. ¿Cuál es ese valor y cuál es V_{sal} para la señal de 6-V?
7-17 E_s = 100 mV; R_s = 20 kΩ; R_B = 200 kΩ; R_C = 4 kΩ; R_E = 200 Ω; r_e' = 50 Ω y β = 35. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-18 E_s = 10 mV; R_s = 5 kΩ; R_B = 400 kΩ; R_C = 6 kΩ; r_e' = 50 Ω; β = 80 y R_E = 150 Ω. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.
7-19 Repita el Prob. 7-17 si C_E se omite en el circuito.
7-20 Repita el Prob. 7-18 si C_E se omite en el circuito.
7-21 E_s = 60 mV; R_S = 20 kΩ; R_1 = 140 kΩ; R_2 = 20 kΩ; R_E = 1 kΩ; R_C = 8 kΩ; r_e' = 40 Ω y β = 50. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.

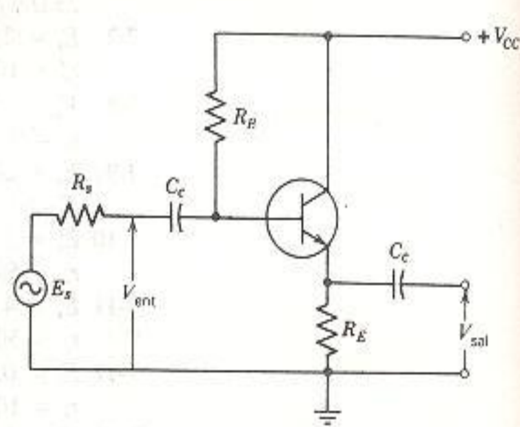
7-22 E_s = 300 mV; R_s = 6 kΩ; R_1 = 20 kΩ; R_2 = 20 kΩ; R_E = 2 kΩ; R_C = 8 kΩ; r'_e = 100 Ω; y β = 60. Encuentre V_{ent}, V_{sal}, A_v y A_e.



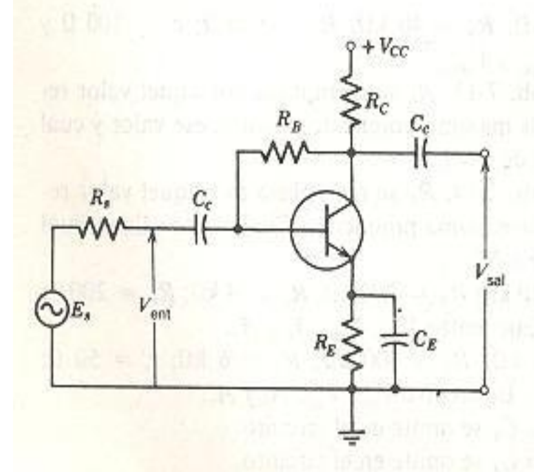
Circuito para los Probs. del 7-1 al 7-8



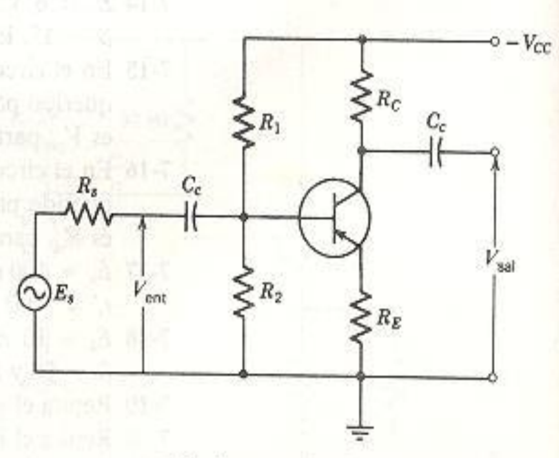
Circuito para los Probs. 7-9 al 7-12



Circuito para los Probs. 7-13 al 7-16.



Circuito para los Probs. del 7-17 al 7-20



Circuito para los Probs. del 7-21 al 7-22

8 Transistores de efecto de campo

La operación del transistor de efecto de campo de unión se explica y se desarrolla la característica del drenador (Sec. 8-1). La característica de transferencia se deriva de la del drenador (Sec. 8-2). El MOSFET del tipo agotamiento (Sec. 8-3) y del tipo acrecentamiento (Sec. 8-4) se examinan juntos empleando métodos de determinación de la corriente del drenador y la transconductancia.

Sección 8-1 El transistor de efecto de campo de unión

Los transistores convencionales, PNP o NPN, funcionan ambos con corrientes de huecos y de electrones. En consecuencia, se hace referencia a ellos en la bibliografía como *transistores bipolares de unión (BJT)*. El transistor de efecto de campo (FET) opera *ya sea con* flujo de corriente de electrones *o con* flujo de corriente de huecos. En contraste al BJT, el FET es un *transistor unipolar*.

En la Fig. 8-1*a* se muestra la construcción del transistor de efecto de campo de unión (JFET). Los contactos metálicos, *la fuente o surtidor (S) y el drenador (D)*, se colocan en extremos opuestos del *canal*. El contacto de la fuente al canal y del drenador al canal son contactos óhmicos y no son uniones *P-N*. Se forma la *compuerta (G)* colocando un anillo de material *P* alrededor del centro del canal para formar una unión *P-N*. Se colocan los voltajes en los electrodos del JFET como se muestra en el circuito. Las polaridades de ambas V_{GG} y V_{DD} deberían invertirse si el JFET tuviera un canal *P*. La corriente de la fuente de cd es I_S, la corriente del drenador de cd es I_D, y cualquier corriente en la compuerta es I_G. El voltaje de cd entre la compuerta y la fuente es V_{GS} y el voltaje de cd ente el drenador y la fuente es V_{DS}. Comúnmente la fuente es el punto de referencia en el JFET. La mayoría de la bibliografía se refiere al JFET sólo como FET entendiéndose la *J*. En este texto conservaremos la *J* para distinguir el tipo de unión de los otros tipos de transistores de efecto de campo.

En la Fig. 8-1*b* se muestran los símbolos de circuito para un JFET canal *N*, y en la Fig. 8-1*c* se muestran los símbolos de circuito para un JFET canal *P*.

En la Fig. 8-2*a* se muestra la vista de la sección transversal del JFET. Hay una unión *P-N* entre la compuerta y el canal y, en consecuencia, hay una región vacía en el canal alrededor de la compuerta. Como la opera-

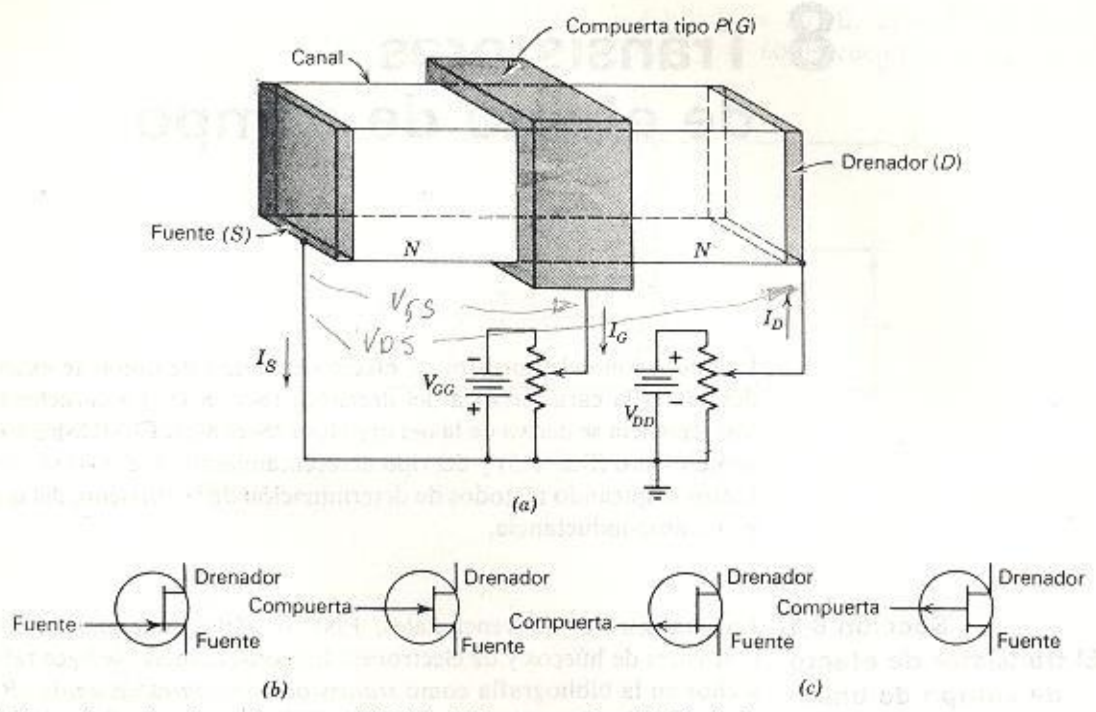


Fig. 8-1 El transistor de efecto de campo (JFET). (*a*) Construcción. (*b*) Símbolo para un JFET canal *N*. (*c*) Símbolo para un JFET canal *P*.

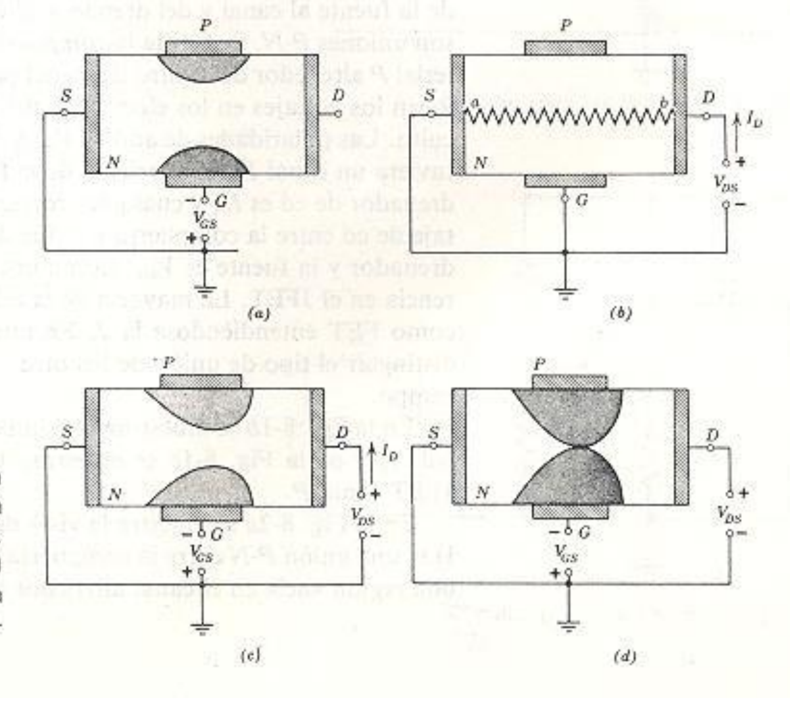


Fig. 8-2 El campo eléctrico en un FET. (*a*) Región vacía causada por la polarización inversa de la compuerta. (*b*) Caída de voltaje en el canal. (*c*) Efecto del voltaje del drenador en la región vacía con una compuerta negativa. (*d*) Estrangulamiento.

ción del JFET no depende de la región vacía en la compuerta, se ignora esta región. La compuerta normalmente se polariza en forma inversa y como resultado, I_G es cero.

En la Fig. 8-2*b* la compuerta se conecta a la fuente haciendo V_{GS} igual a cero. Se coloca un voltaje positivo $+V_{DS}$ entre el drenador y la fuente. Suponga que hay una resistencia de canal uniforme entre *a* y *b* en la Fig. 8-2*b*. Por lo que la corriente del drenador I_D produce una caída de voltaje uniforme entre *a* y *b*. El voltaje en cualquier punto depende de la ubicación de dicho punto entre *a* y *b*. El voltaje en cada punto del canal entre *a* y *b* contribuye a la polarización inversa y a la región vacía entre el canal y la compuerta. Esta condición no podría ocurrir si V_{DS} fuera negativo. Si utilizamos un JFET canal *P*, el voltaje alimentado en el drenador debe ser negativo para obtener la polarización inversa necesaria entre el canal y la compuerta.

Cuando tenemos ambos V_{GS} y V_{DS} en el JFET, tenemos la condición de la región vacía mostrada en la Fig. 8-2*c*. La región vacía actúa como una bobina o una válvula de regulación para reducir la corriente del drenador. Cuanto más profunda sea la penetración de la región vacía, tanto menor es la corriente del drenador. En algún punto, cuando el voltaje de la compuerta se incrementa de manera negativa, la región vacía se extiende por completo a través del canal (Fig. 8-2*d*). La corriente del drenador I_D es ahora cero. El voltaje particular de la compuerta a la fuente que produce el *corte* para la corriente del drenador se llama *voltaje de estrangulamiento* V_P.

La corriente del drenador obtenida cuando V_{GS} es cero es I_{DSS}. Las *SS* en I_{DSS} indican que la compuerta está en cortocircuito con la fuente para asegurar que V_{GS} es cero.

Debemos ser cuidadosos en no permitir que la compuerta llegue a polarizarse de manera directa con respecto al canal. En algunas aplicaciones, podemos permitir que la compuerta llegue a polarizarse directamente siempre y cuando la polarización directa no exceda el voltaje de umbral para la unión *P-N* de silicio (entre 0.6 y 0.7 V a temperatura ambiente).

El transistor (BJT) es un dispositivo controlado-por-corriente. Por ejemplo, la corriente de la base en el amplificador de emisor-común controla la corriente del colector. Esta explicación de cómo opera el JFET muestra que es un dispositivo controlado-por-voltaje. El voltaje de la compuerta a la fuente controla la corriente del drenador.

Un conjunto típico de curvas llamado la *característica del drenador* se obtiene al mantener fijo el voltaje de la compuerta y variar V_{DS}, estas curvas se dan en la Fig. 8-3. El valor de V_P para este JFET particular es —3 V. Las curvas del JFET son bastante horizontales una vez que V_{DS} excede los valores mostrados por la curva discontinua. La corriente del drenador efectivamente es independiente de su voltaje.

Los métodos de análisis que emplea la física teórica muestran que se puede desarrollar una ecuación para la corriente I_D en la porción horizontal de la característica del drenador como

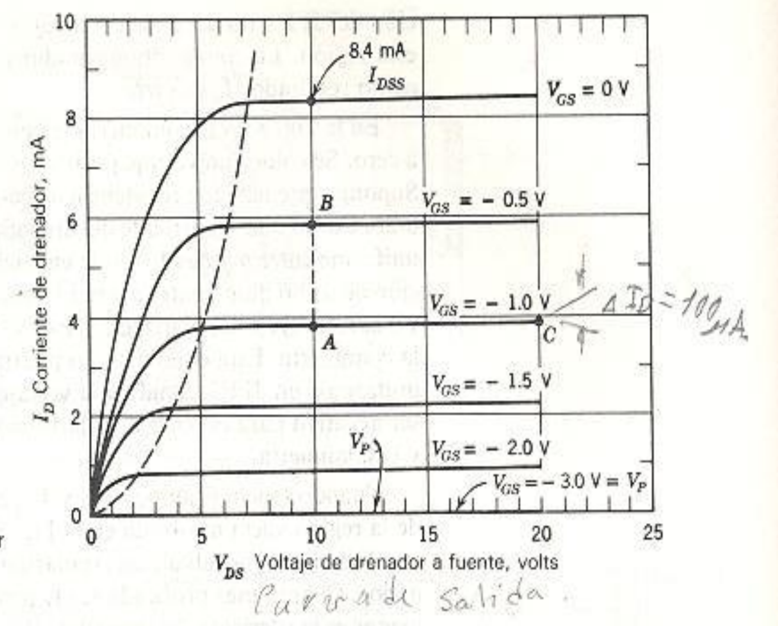


Fig. 8-3 Característica del drenador para el JFET.

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \tag{8-1}$$

Si se dibuja la pendiente de la característica del drenador en un punto como el *B* de la Fig. 8-3, la pendiente de la tangente define la *resistencia para ca del drenador* r_d.

$$r_d \equiv \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}} \Bigg|_{V_{GS} = \text{ctc}} \tag{8-2}$$

Note que r_d se define en un voltaje constante de la compuerta.

Ejemplo 8-1
El valor de I_{DSS} es 8.4 mA para JFET utilizado para la Fig. 8-3. El cambio de corriente del punto *A* al punto *C* es 100 μA. Determine I_D y r_d en el punto *A*.

Solución
Una inspección de la Fig. 8-3 muestra que V_P es −3.0 V y que V_{GS} es −1.0 V en el punto *A*. Así que I_D en el punto *A* es

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 8.4\text{ mA}\left(1 - \frac{-1\text{ V}}{-3\text{ V}}\right)^2 = \mathbf{3.73\text{ mA}} \qquad (8\text{-}1)$$

La resistencia del drenador en el punto *A* se determina utilizando ΔI_D y ΔV_{DS} entre los puntos *C* y *A*.

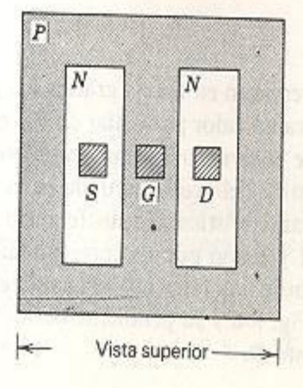
$$r_d = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = \frac{20\text{ V} - 10\text{ V}}{100 \times 10^{-6}\text{ A}} = \mathbf{100\ 000\ \Omega} \qquad (8\text{-}2)$$

La construcción típica para el JFET de canal N en una pastilla de circuito integrado se muestra en la Fig. 8-4. *La compuerta lineal* del JFET mostrado en la Fig. 8-4 tiene una forma rectangular. La longitud de la compuerta es cerca de 250 μm y su ancho es del orden de 20 a 30 μm. La profundidad del canal bajo la compuerta es aproximadamente 1 μm.

Cuando el sustrato P se conecta a la fuente, el canal N queda "flotando" en una región vacía polarizada inversamente para aislar el JFET eléctricamente de los otros componentes de la pastilla. Una desventaja del CI JFET es que I_{DSS} y V_p pueden variar tanto como 5 a 1 de oblea a oblea. Sin embargo, dentro de la misma oblea, la diferencia es mucho menor. El diseño del circuito puede ajustarse para compensar esta variación.

En la Fig. 8-5 se muestra un circuito amplificador simple que emplea un JFET de canal N. Cuando E_s tiene la polaridad que se muestra, la suma de E_s y V_{GG} es menos negativa que V_{GG} sola. La región vacía disminuye e I_D se incrementa. La caída de voltaje I_DR_D aumenta y el voltaje del drenador a la fuente V_{DS}, el cual es positivo, decrece. Cuando se invierte la polaridad de E_s, la compuerta se hace más negativa. La corriente del drenador decrece y la caída de voltaje I_DR_D también decrece. Como consecuencia, V_{DS} se incrementa en una dirección positiva. Como resultado de esta acción, hay una inversión de fase entre la señal de entrada en la compuerta y la señal de salida en el drenador en un amplificador de FET. Comúnmente la ganancia de voltaje en un amplificador de FET es bastante baja del orden de 5 a 15.

La compuerta en el amplificador de la Fig. 8-5 nunca es positiva. Por lo tanto, la corriente en la compuerta es cero siempre. Así que teóricamente, la resistencia de entrada real a la compuerta de un JFET es del orden de 10 MΩ. Los amplificadores básicos de transistores tienen valores de resistencia de entrada mucho menores que 10 MΩ como hemos visto. El amplio uso del FET en sus aplicaciones resulta de esta propiedad de tener una resistencia de entrada muy alta.



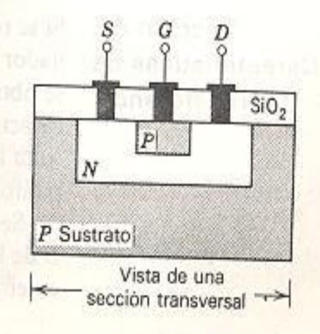


Fig. 8-4 Construcción del FET en circuitos integrados.

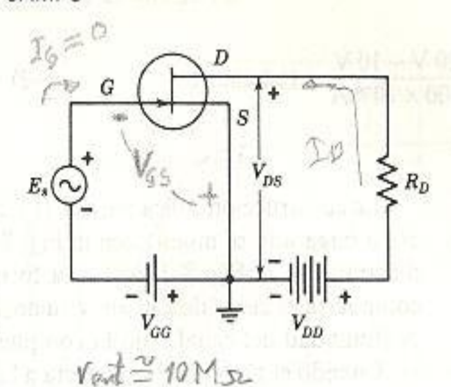


Fig. 8-5 Amplificador de sólo un JFET.

Problemas **8-1.1** La ecuación para la corriente del drenador en un JFET canal N es

$$I_D = 8.4\left(1 - \frac{V_{GS}}{(-3.0)}\right)^2 \text{mA} \qquad (V_{DS} = 10\text{ V})$$

Encuentre I_D para cada uno de los valores siguientes de V_{GS}.

$$0, -0.5, -1.0, -1.5, -2.0, \text{ y } -3.0\text{ V}$$

8-1.2 Utilizando los resultados del Prob. 8-1.1, muestre en forma gráfica la característica del drenador.

8-1.3 Los valores siguientes se obtuvieron para un JFET canal P:

cuando $V_{GS} = 2$ V, $I_D = 7.2$ mA
y cuando $V_{GS} = 4$ V, $I_D = 0.8$ mA

Encuentre V_P e I_{DSS}.

8-1.4 Los valores siguientes se obtuvieron para un JFET canal N:

cuando $V_{GS} = -1$ V, $I_D = 6.75$ mA
y cuando $V_{GS} = -2$ V, $I_D = 3.0$ mA

Encuentre V_P e I_{DSS}.

8-1.5 Utilizando los datos del Prob. 8-1.3, calcule I_D cuando V_{GS} es -1 V.

8-1.6 Utilizando los datos del Prob. 8-1.4, calcule I_D cuando V_{GS} es $+2$ V.

Sección 8-2 Características de transferencia

Si se representan en forma gráfica los puntos de la característica del drenador para un valor particular de V_{DS} en un nuevo juego de ejes (I_D, V_{GS}), se obtiene la *característica de transferencia*. Cuando se hace esto para la característica del drenador dada en la Fig. 8-3 para V_{DS} igual a 10 V, resulta la característica de transferencia que se muestra en la Fig. 8-6. Los puntos A y B son puntos correspondientes en las dos características.

Se dibuja una tangente a la característica de transferencia en el punto B de la Fig. 8-6 y su pendiente define la *transconductancia* g_m del JFET en el punto B.

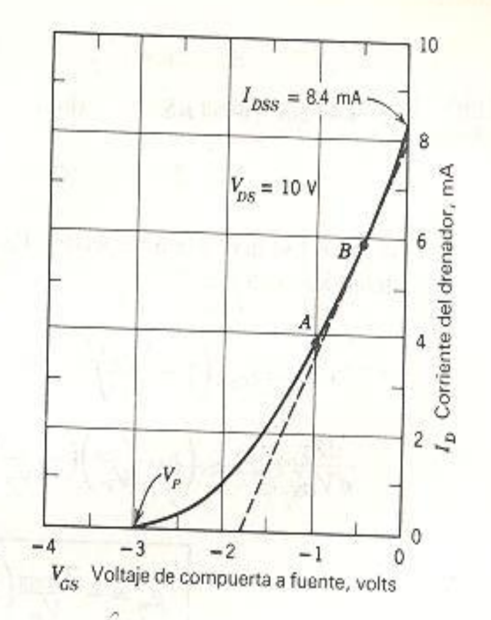


Fig. 8-6 Característica de transferencia para el JFET.

$$g_m \equiv \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad \text{para } V_{DS} \text{ constante} \tag{8-3}$$

La transconductancia medida en I_{DSS} es g_{mo}.

Transconductancia es un término empleado en electrónica. *Trans* significa que la corriente es la corriente en el circuito de salida y que el voltaje es el voltaje en el circuito de entrada cuando se usa en

$$G = \frac{I}{V}$$

Las unidades SI para la transconductancia son los *siemens*. El símbolo de la unidad es *G* o *g* y el símbolo cuantitativo es *S*. En un FET g_m se expresa en *milisiemens (mS)* o en *microsiemens (μS)*. La unidad para la transconductancia era antiguamente designada como el *mho (℧)*.

Ejemplo 8-2

Determine el valor de g_m en el punto *B* de la Fig. 8-6.

Solución

El valor de g_m es el valor de la pendiente de la tangente a la característica de transferencia en el punto *B*. La tangente es la línea recta discontinua. Los puntos extremos de la línea discontinua tienen las coordenadas

$$V_{GS} = 0 \quad \text{en} \quad I_D = 8\,\text{mA} \quad \text{y} \quad V_{GS} = -1.8\,\text{V} \quad \text{en} \quad I_D = 0$$

Así que

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{8\text{ mA} - 0}{0 - (-1.8\text{ V})} = \mathbf{4.45\ mS = 4450\ \mu S} \qquad (8\text{-}3)$$

Si la Ec. 8-1 se deriva con respecto a V_{GS}, puede obtenerse una expresión matemática para g_m.

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (8\text{-}1)$$

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\left(-\frac{1}{V_P}\right) = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

$$\boxed{g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)} \qquad (8\text{-}4)$$

Cuando V_{GS} es cero, g_m es g_{mo}.

$$g_{mo} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \qquad (8\text{-}5)$$

Y, sustituyendo la Ec. 8-5 en la Ec. 8-4, tenemos

$$\boxed{g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)} \qquad (8\text{-}6)$$

Ejemplo 8-3
Utilizando los valores de la Fig. 8-6, tenemos

$$I_{DSS} = 8.4\text{ mA} \qquad V_p = -3.0\text{ V} \quad \text{y} \quad V_{GS} = -0.5\text{ V en el punto } B$$

Determine g_{mo} y g_m en el punto B.

Solución Núm. 1
Sustituyendo los valores numéricos en la Ec. 8-5, tenemos

$$g_{mo} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} = \frac{-2 \times 8.4\text{ mA}}{-3\text{ V}} = \mathbf{5.6\ mS = 5600\mu S} \qquad (8\text{-}5)$$

y sustituyendo los valores numéricos en la Ec. 8-6, tenemos

$$g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5.6\left(1 - \frac{-0.5\text{ V}}{-3\text{ V}}\right) = \mathbf{4.67\ mS = 4670\ \mu S} \quad (8\text{-}6)$$

El valor de g_m podría obtenerse directamente en la Ec. 8-4.

Solución Núm. 2

La Ec. 8-6 se traza como una línea recta en la gráfica mostrada en la Fig. 8-7. Los puntos extremos de esta línea recta son g_{mo} y V_p. Los valores intermedios de g_m entre cero y g_{mo} pueden obtenerse utilizando proporciones (razones) derivadas del triángulo de la Fig. 8-7. Utilizando valores de -3 V para V_P y de 5600 μS para g_{mo}, encontramos que el valor de g_m en el punto B ($V_{GS} = -0.5$ V) es

$$\frac{g_m}{g_{mo}} = \frac{g_m}{5600\ \mu\text{S}} = \frac{V_P - V_{GS}}{V_P} = \frac{3\text{ V} - 0.5\text{ V}}{3\text{ V}} = \frac{2.5\text{ V}}{3\text{ V}}$$

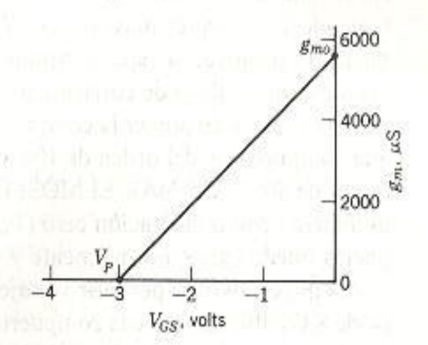


Fig. 8-7 Variación de g_m con V_{GS}.

Resolviendo para g_m, tenemos

$$g_m = \frac{2.5\text{ V}}{3\text{ V}} 5600\ \mu\text{S} = \mathbf{4667\ \mu S}$$

Problemas

8-2.1 Los valores para un JFET canal N son -3.0 V para V_P y 8.4 mA para I_{DSS}. Determine g_{mo} y la ecuación para g_m. Represente en una gráfica g_m contra V_{GS}.

8-2.2 Los valores para un JFET canal P son -5 V para V_P y 20 mA para I_{DSS}. Determine g_{mo} y la ecuación para g_m. Represente en forma gráfica g_m contra V_{GS}.

8-2.3 El valor de g_m es 500 μS cuando V_{GS} es -3 V para un JFET canal N. Cuando V_{GS} es -2 V, g_m es 1000 μS. Determine V_P e I_{DSS}.

8-2.4 Para un JFET canal P, g_m es 900 μS cuando V_{GS} es 3 V, y g_m es 1200 μS cuando V_{GS} es 2 V. Determine V_P e I_{DSS}.

Sección 8-3 El MOSFET tipo agotamiento

En la Fig. 8-8*a* se muestra la construcción de un tipo diferente de FET. Aquí la compuerta es sólo una placa metálica que no tiene propiedades de semiconductor *P* o *N*. La compuerta se aísla del canal por medio de una capa de bióxido de silicio (vidrio de SiO_2). Este dispositivo se llama *transistor de efecto de campo metal-óxido semiconductor de tipo agotamiento o MOSFET*. Una terminología alternativa es *transistor de efecto de campo de tipo agotamiento de compuerta aislada*. Los símbolos de circuito se muestran en las Figs. 8-8*b*, 8-8*c* y 8-8*d*. Cuando se lleva al exterior la conexión del sustrato, éste queda conectado externamente a la fuente.

Cuando el voltaje de la compuerta a la fuente V_{GS} es cero, la corriente del drenador es I_{DSS}. Cuando se aplica un voltaje negativo a la compuerta, la carga negativa en la compuerta repele a los electrones que son los portadores de corriente en el canal tipo *N*. El efecto es reducir o limitar el flujo de corriente al drenador. Un voltaje suficientemente negativo, V_P, en la compuerta produce un estrangulamiento en el canal, en cuyo punto I_D cae a cero. Si se aplica a la compuerta un voltaje positivo, se atrae hacia el canal a un mayor número de portadores negativos de corriente obteniéndose corrientes mayores que I_{DSS} en el drenador. Cuando la compuerta es positiva, la capa de aislamiento entre la compuerta, y el canal evita cualquier flujo de corriente a través de la compuerta. El MOSFET tiene la ventaja de poseer la compuerta aislada. La resistencia de entrada a la compuerta es del orden de 100 MΩ. La corriente de dispersión es del orden de 10^{-12} A (1 pA). El MOSFET tipo agotamiento es operado comúnmente con polarización cero ($V_{GC} = 0$), ya que el voltaje de la compuerta puede variar normalmente y ser positivo o negativo.

Es imperativo no permitir voltajes estáticos en la compuerta, o la capa de SiO_2 ubicada entre la compuerta y el canal se destruye. Aun el tocar

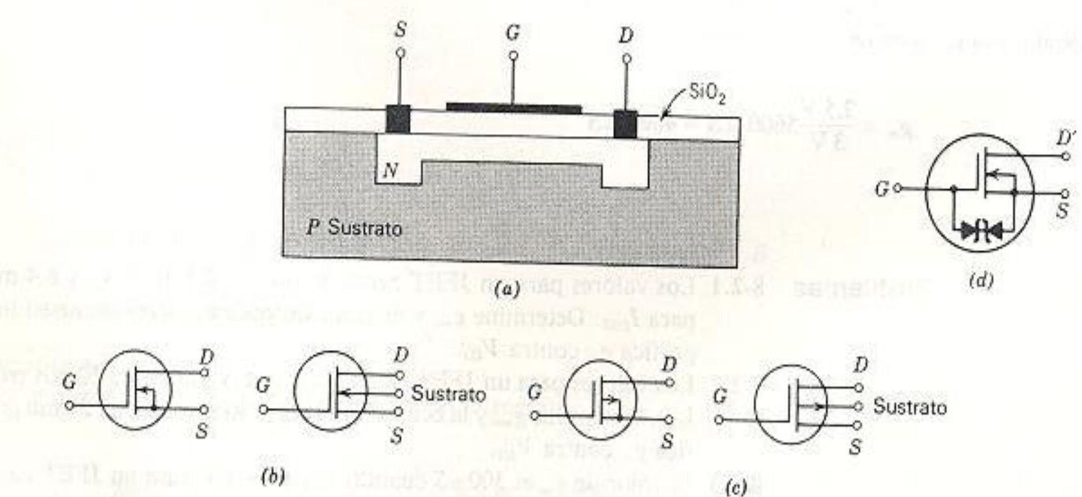


Fig. 8-8 MOSFET tipo agotamiento. (*a*) Vista de una sección transversal. (*b*) Símbolos para los MOSFETS de canal-*N*. (*c*) Símbolos para los MOSFETS de canal *P*. (*d*) MOSFET con protección interna por medio de diodos Zener.

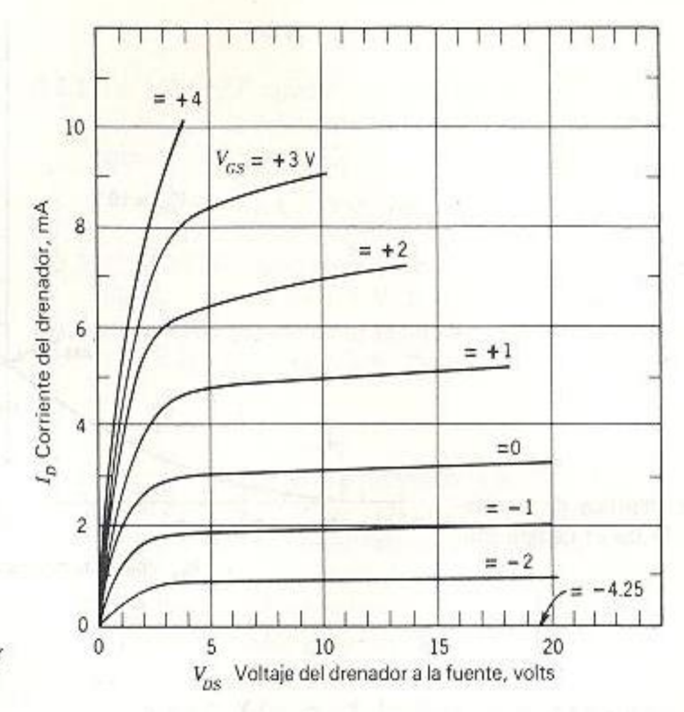


Fig. 8-9 Característica del drenador para un MOSFET tipo agotamiento.

el MOSFET puede destruirlo. Como consecuencia, se deben usar anillos de conexión a tierra y se quitarán solamente después de que el MOSFET esté alambrado en forma segura dentro del circuito. Algunos MOSFETS tienen internamente diodos Zener conectados cátodo-con-cátodo formados en la estructura monolítica para proteger contra estos voltajes estáticos (Fig. 8-8*d*).

La característica del drenador para un MOSFET común de canal *N* tipo agotamiento se muestra en la Fig. 8-9. La característica de transferencia correspondiente se da en la Fig. 8-10. Las definiciones para V_P, I_{DSS}, g_m y r_d desarrolladas para el JFET, se aplican al MOSFET tipo agotamiento sin restricción. De manera similar, las Ecs. de la 8-1 a la 8-6 son válidas también. La ecuación para I_D para el MOSFET utilizado para las curvas de las Figs. 8-9 y 8-10 es

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 3.1\left(1 - \frac{V_{GS}}{-4.25}\right)^2 \text{ mA} \qquad (8\text{-}1)$$

El propio MOSFET puede utilizarse en lugar de una resistencia en un CI. La compuerta del MOSFET se conecta ya sea a la fuente (interruptor en la posición 1) o al retorno de tierra (interruptor en la posición 2) en la Fig. 8-11 como se muestra en el ejemplo siguiente.

Ejemplo 8-4

Determine la resistencia equivalente del circuito de la Fig. 8-11 con el interruptor en la posición 1 y en la posición 2.

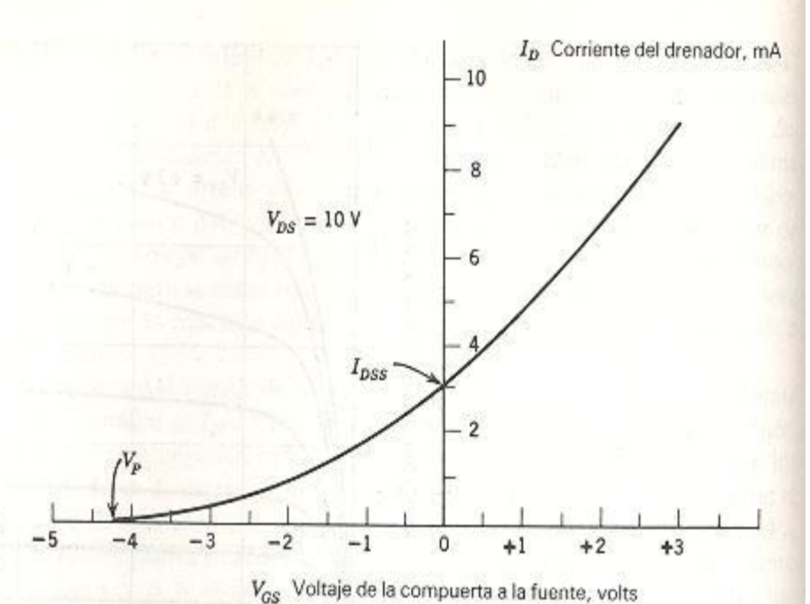


Fig. 8-10 Característica de transferencia para un MOSFET de tipo agotamiento.

Solución

Cuando el interruptor está en la posición 1, V_{GS} es +3 V. Así que

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 2\text{ mA}\left(1 - \frac{3\text{ V}}{-2\text{ V}}\right)^2 = 8.25\text{ mA} \qquad (8\text{-}1)$$

y

$$R_1 = \frac{V_{DD}}{I_D} = \frac{3.0\text{ V}}{8.25\text{ mA}} = 0.364\text{ k}\Omega = \mathbf{364\ \Omega}$$

Cuando el interruptor está en la posición 2, V_{GS} es cero e I_D es I_{DSS} o 2 mA. Así que

$$R_2 = \frac{V_{DD}}{I_{DSS}} = \frac{3\text{ V}}{2\text{ mA}} = 1.5\text{ k}\Omega = \mathbf{1500\Omega}$$

Problemas

8-3.1 Un MOSFET canal N tipo agotamiento tiene un valor de 4 mA para I_{DSS} y un valor para V_P de —3 V. Determine I_D y g_m para los siguientes valores de V_{GS}.

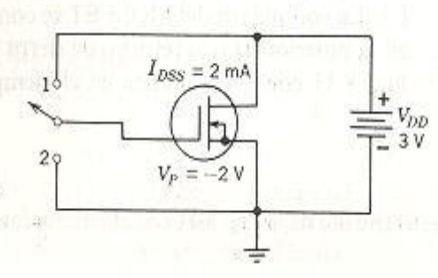


Fig. 8-11 MOSFET canal N de tipo agotamiento utilizado como resistencia.

$-4\text{ V}, -2\text{ V}, 0\text{ V}, +2\text{ V}, \quad \text{y} \quad +4\text{V}$

8-3.2 Un MOSFET canal P tipo agotamiento tiene un valor de 10 mA para I_{DSS} y un valor para V_P de $+4$ V. Determine I_D y g_m para los siguientes valores de V_{GS}.

$+6\text{ V}, +3\text{ V}, 0\text{ V}, -3\text{ V}, \quad \text{y} \quad -6\text{ V}$

8-3.3 El MOSFET dado en el Prob. 8-3.1 se utiliza en el circuito de la Fig. 8-11. Si V_{DD} es $+5$ V. Determine R_1 y R_2.

8-3.4 El MOSFET dado en el Prob. 8-3.2 se utiliza en el circuito de la Fig. 8-11. Si V_{DD} es -4 V. Determine R_1 y R_2.

Sección 8-4 El MOSFET tipo acrecentamiento

Otra estructura de circuito integrado es el *MOSFET tipo acrecentamiento*. Este MOSFET se construye sin un canal. Si el MOSFET mostrado en la Fig. 8-12*a* tuviera un canal, éste sería de material tipo N. Por lo tanto, esta unidad se llama *MOSFET de canal N tipo acrecentamiento*.

Si se aplica un voltaje positivo a la compuerta de la unidad canal N. (Fig. 8-12*b*) en un valor de voltaje suficientemente positivo *llamado voltaje de umbral* V_T, los electrones son arrastrados dentro del sustrato justamente debajo de la capa aislante de la compuerta. Ahora, existe *un canal N virtual* entre al fuente y el drenador para permitir el flujo de corriente del drenador I_D. Si se incrementa el voltaje en la compuerta, el canal virtual se hace más profundo e I_D aumenta.

Si el sustrato es de material tipo N, la fuente de material tipo P y el drenador de material tipo P, la unidad se llama un *MOSFET canal P tipo acrecentamiento*. Un voltaje negativo en la compuerta repele los electrones del sustrato debajo de la compuerta y se forma *un canal P virtual*. El

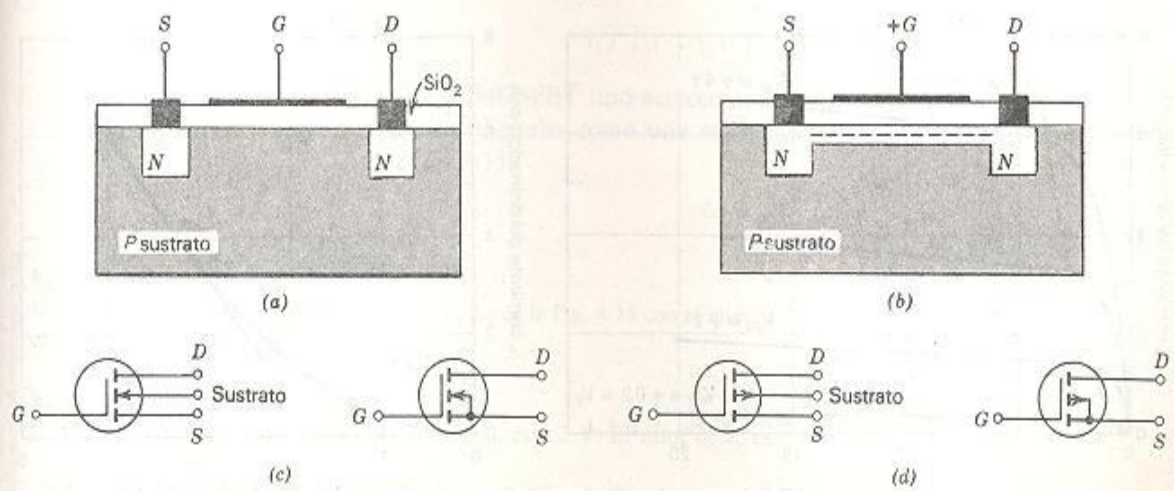


Fig. 8-12 MOSFET tipo acrecentamiento. (*a*) Vista de una sección transversal. (*b*) Formación del canal virtual. (*c*) Símbolos para el MOSFET de canal N tipo acrecentamiento. (*d*) Símbolos para el MOSFET de canal P tipo acrecentamiento.

voltaje de umbral V_T en el que la corriente del drenador empieza a fluir ahora es un voltaje negativo.

Los símbolos de circuito para los MOSFETS se muestran en las Figs. 8-12c y 8-12d. Un conjunto de características típicas del drenador se muestra en la Fig. 8-13. La característica de transferencia correspondiente está dada en la Fig. 8-14.

Naturalmente, I_{DSS} y V_P no tienen significado para el MOSFET tipo acrecentamiento. Debe usarse una ecuación nueva para I_D.

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \tag{8-7}$$

Si la Ec. 8-7 se deriva con respecto a V_{GS}, obtenemos una ecuación para g_m.

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$$

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2K(V_{GS} - V_T)$$

$$g_m = 2K(V_{GS} - V_T) \tag{8-8}$$

Ejemplo 8-5

El valor de K para el MOSFET mostrado en la Fig. 8-14 es 0.445 mA/V². Determine el valor de I_D y de g_m en el punto A.

Solución Núm. 1

El valor de V_{GS} en el punto A es +3.0 V y el valor de V_T es +0.2 V.

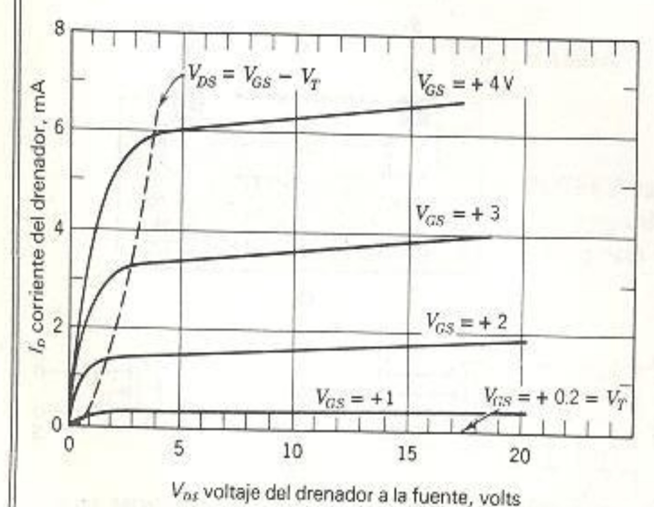


Fig. 8-13 Característica del drenador para un MOSFET tipo acrecentamiento.

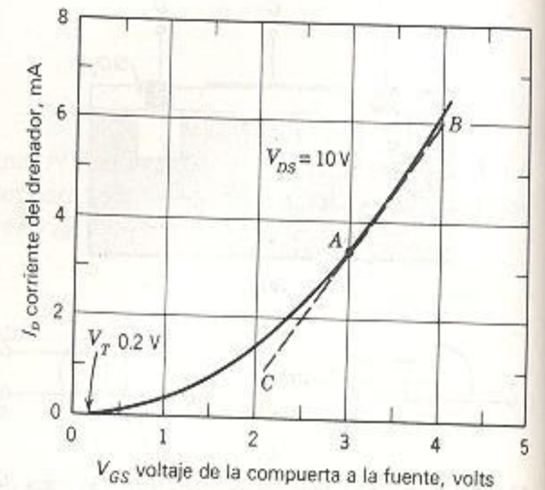


Fig. 8-14 Curva de transferencia para un MOSFET tipo acrecentamiento.

Así que

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 0.445\ (3.0 - 0.2)^2 = \mathbf{3.49\ mA} \qquad (8\text{-}7)$$

y la transconductancia es

$$g_m = 2K(V_{GS} - V_T) = 2 \times 0.445(3.0 - 0.2)$$

$$= \mathbf{2.5\ mS = 2500\ \mu S} \qquad (8\text{-}8)$$

Solución Núm. 2

El valor de g_m puede obtenerse de una tangente dibujada en la curva de transferencia en el punto A. Las coordenadas de los puntos B y C son

$$I_D = 6\ \text{mA} \quad \text{en} \quad V_{GS} = 4.0\ \text{V}$$

y

$$I_D = 1\ \text{mA} \quad \text{en} \quad V_{GS} = 2\ \text{V}$$

Así que por la definición de g_m, Ec. 8-3,

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{6-1}{4-2} = \frac{5\ \text{mA}}{2\ \text{V}} = \mathbf{2.5\ mS = 2500\ \mu S} \qquad (8\text{-}3)$$

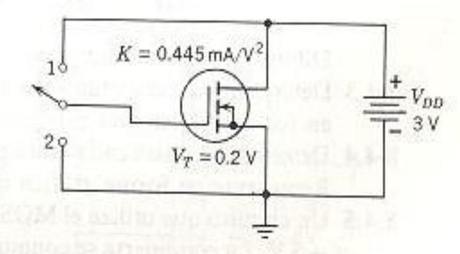


Fig. 8-15 MOSFET de canal N tipo acrecentamiento utilizado como resistencia.

El MOSFET tipo-acrecentamiento es ampliamente utilizado en circuitos digitales como una resistencia o como un interruptor ON-OFF (Fig. 8-15).

Ejemplo 8-6

Determine la resistencia equivalente del circuito de la Fig. 8-15 con el interruptor en la posición 1 y en la posición 2.

Solución

Cuando el interruptor está en la posición 1, V_{GS} es $+3$ V. El valor de I_D es

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 0.445(3 - 0.2)^2 = 3.49\ \text{mA} \qquad (8\text{-}7)$$

y

$$R_1 = \frac{V_{DD}}{I_D} = \frac{3\ \text{V}}{3.49\ \text{mA}} = 0.86\ \text{k}\Omega = \mathbf{860\ \Omega}$$

Cuando el interruptor está en la posición 2, V_{GS} es cero. A menos que V_{GS} sea mayor que el valor de V_T (+0.2 V), la corriente I_D es cero. Por lo tanto, el MOSFET actúa como un circuito abierto.

$$R_2 = \frac{V_{DD}}{I_D} = \frac{3\text{ V}}{0\text{ mA}} = \infty\ \Omega$$

Problemas

8-4.1 La ecuación para un MOSFET canal *N* tipo acrecentamiento es

$$I_D = 0.6(V_{GS} - 0.6)^2\text{ mA} \qquad (V_{DS} = 10\text{ V})$$

Encuentre I_D para cada uno de los siguientes valores de V_{GS}.

1.0 V, 2.0 V, 3.0 V, y 4.0 V

Dibuje la característica del drenador.
Dibuje la característica de transferencia.

8-4.2 La ecuación para un MOSFET canal *P* tipo acrecentamiento es

$$I_D = 0.4(V_{GS} + 0.8)^2\text{ mA} \qquad (V_{DS} = -10\text{ V})$$

Encuentre I_D en cada uno de los siguientes valores de V_{GS}

−1.0 V, −2.0 V, −3.0 V, y −4.0 V

Dibuje las características del drenador y las de transferencia.

8-4.3 Determine g_m para cada valor de V_{GS} en el Prob. 8-4.1. Represente en forma gráfica una curva de g_m contra V_{GS}.

8-4.4 Determine g_m para cada uno de los valores de V_{GS} en el Prob. 8-4.2. Represente en forma gráfica una curva de g_m contra V_{GS}.

8-4.5 Un circuito que utiliza el MOSFET del Prob. 8-4.1 usa una V_{DD} de +5 V. La compuerta se conmuta de V_{DD} al retorno de tierra. ¿Cuál es la resistencia del circuito en cada caso?

8-4.6 Un circuito que utiliza el MOSFET del Prob. 8-4.2 usa una V_{DD} de —4 V. La compuerta se conmuta de V_{DD} al retorno de tierra. ¿Cuál es la resistencia del circuito en cada caso?

Problemas adicionales

8-1 El valor de I_{DSS} es 20 mA y el valor de V es —4 V para un JFET canal *N*. Determine I_D y g_m cuando V_{GS} es —1 V.

8-2 El valor de I_{DSS} es 15 mA y el valor de V_P es + 3 V para un JFET canal *P*. Determine I_D para V_{GS} igual a +1.4 V y también para V_{GS} igual a +1.5 V. Encuentre g_m utilizando la Ec. 8-3 y también utilizando la Ec. 8-4. ¿Cuál es la diferencia entre los dos resultados en porcentaje?

8-3 Un MOSFET canal *N* tipo agotamiento tiene un valor de I_{DSS} de 15 mA y un valor de V_P de —3 V. Si la corriente máxima permisible en el MOSFET es 40 mA, ¿cuál es el voltaje máximo permisible en la compuerta?

8-4 Un MOSFET canal P tipo agotamiento tiene

$$I_{DSS} = 6 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_P = 3 \text{ V}$$

Determine V_{GS} y g_m cuando I_D es 4 mA.

8-5 Determine el valor de R requerido para ajustar V_{DS} a $+4$V.

8-6 El JFET en el Prob. 8-5 se reemplaza por un MOSFET canal N tipo agotamiento cuyos valores de I_{DSS} y V_P son los mismos. Determine el valor de R requerido para ajustar V_{DS} a $+ 4$ V.

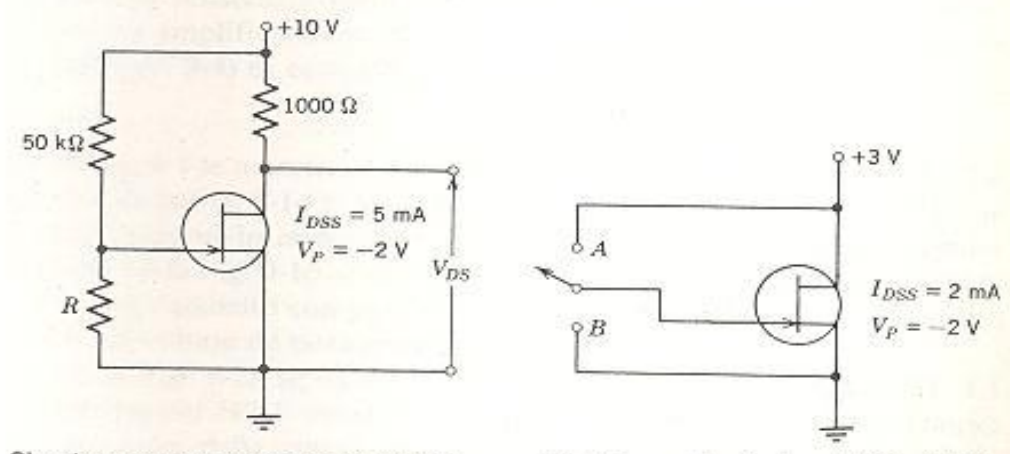
8-7 El JFET del Prob. 8-5 se reemplaza por un MOSFET canal N tipo acrecentamiento que tiene un valor de V_T de $+0.6$ V y un valor de K de 1.2 mA/V². Determine el valor de R requerido para ajustar V_{DS} a $+4$ V.

8-8 El MOSFET del Prob. 8-7 va a utilizarse como una resistencia de 3000 Ω. ¿Cuál es el valor de R?

8-9 Encuentre la resistencia del circuito cuando el interruptor está en la posición A. Repita para la posición B.

8-10 Repita el Prob. 8-9 si el JFET se reemplaza por un MOSFET tipo agotamiento.

8-11 Repita el Prob. 8-9 si el JFET se reemplaza por un MOSFET canal N de acrecentamiento que tiene un valor de $+0.5$ V para V_T y un valor de K de 2 mA/V².



Circuito para los Probs. del 8-5 al 8-8.

Circuito para los Probs. del 8-9 al 8-11.

9 FET: Polarización, líneas de carga y amplificadores

Una polarización de cd establece el punto estático de operación en la característica del drenador del FET. Se emplea un método gráfico para determinar el punto de operación en un arreglo de polarización propia. A menudo la polarización se obtiene por medio de una combinación de polarización propia en la fuente y un divisor de voltaje colocado a través de la compuerta (Sec. 9-1). Se emplea el trazo de la línea de carga sobre la característica del drenador para obtener una característica de transferencia dinámica para un amplificador con FET (Sec. 9-2). Puesto que la característica de transferencia dinámica es no lineal, el FET se utiliza como un amplificador de señal pequeña. El modelo formal de ca puede reducirse a la misma forma que la utilizada para el amplificador con transistores (Sec. 9-3). También mostramos que el recíproco de g_m produce un valor de resistencia que es el equivalente a la r_e' que se usa en los cálculos de los amplificadores con transistores. El amplificador seguidor de fuente (Sec. 9-4) es equivalente al seguidor de emisor.

Sección 9-1 Métodos de polarización del FET

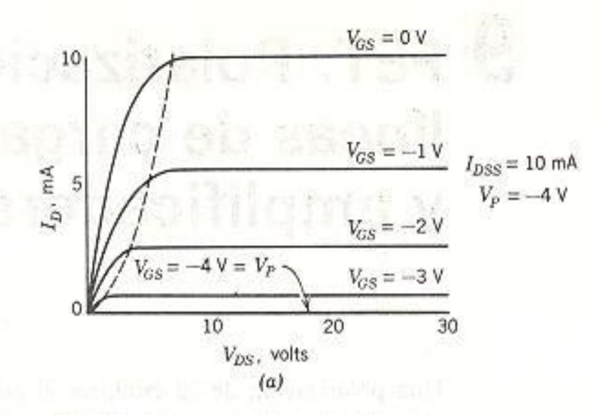
En la Fig. 9-1 se muestran las características del drenador para dos FETs. El FET de la Fig. 9-1*a* es un JFET canal *N*. La característica dèl JFET se muestra para un intervalo de V_{GS} de 0 V a —4 V, el voltaje de estrangulamiento. En la Fig. 9-1*b* se dan las características de un MOSFET de canal *N* tipo agotamiento comparable. Aquí el intervalo de V_{GS} es de +2 V a —4 V, el voltaje de estrangulamiento.

En la Fig. 9-2*a* se da el circuito básico empleado para el JFET. La compuerta del JFET canal *N* debe permanecer negativa todo el tiempo. Por lo tanto, debe usarse una fuente de polarización V_{GG} para proporcionar el voltaje negativo requerido. El valor de V_{GG} determina el valor de I_D. La ecuación para I_D a la derecha de la línea discontinua está dado por

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \qquad (8\text{-}1)$$

Cuando se utiliza el valor de V_{GG} para V_{GS}, la Ec. 8-1 proporciona el valor resultante de I_D directamente.

Deberá notarse que este método simple de polarización tiene la des-



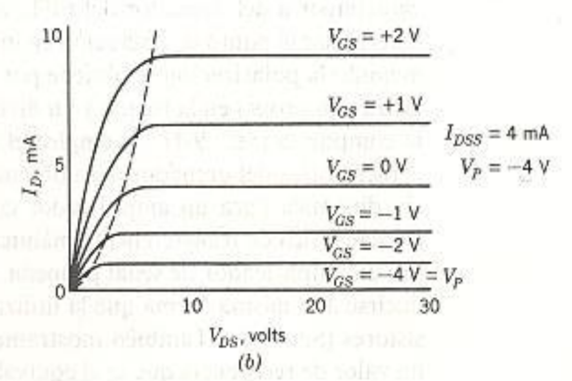


Fig. 9-1 Características comunes del drenador. (*a*) FET de unión canal *N*. b) MOSFET de canal *N* de tipo agotamiento.

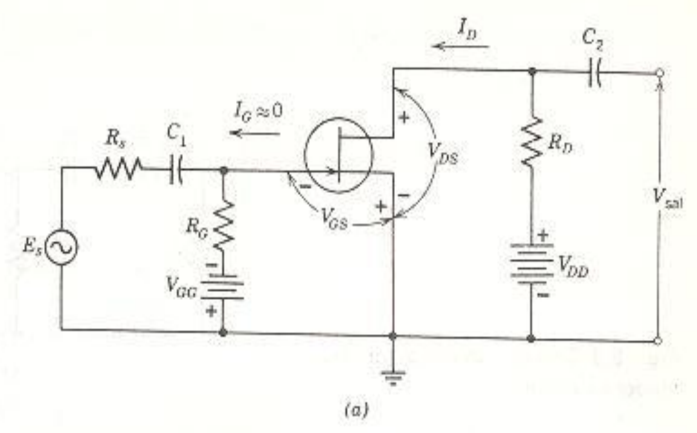
ventaja de requerir dos diferentes fuentes de voltaje, una positiva y otra negativa.

El método de polarización para el MOSFET (Fig. 9-2*b*) es simple si el circuito se opera a un voltaje cero en la compuerta ($V_{GG} = 0$). Para este caso la corriente del drenador es I_{DSS}. La resistencia R_G se requiere para proporcionar una trayectoria de cd de retorno común (tierra) para prevenir una acumulación de carga en la compuerta. Si se omite a R_G o se abre, la compuerta está *flotando*. Una acumulación de carga en la compuerta podría producir un voltaje negativo igual o mayor que V_P. Así que el MOSFET estaría *cortado*. Si se utiliza una fuente de polarización de voltaje V_{GG} para el MOSFET, usamos la Ec. 8-1 para obtener I_D. En la Fig. 9-2*b*, si hay una trayectoria de cd a través de la fuente, C_1 y R_G pueden omitirse del circuito si V_{GG} es cero.

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito del drenador es

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} \tag{9-1}$$

Cuando se obtiene el valor de I_D, ya sea de la característica del drenador o bien de la Ec. 8-1, dicho valor puede sustituirse en la Ec. 9-1 para obtener un valor numérico para V_{DS} o para R_D.



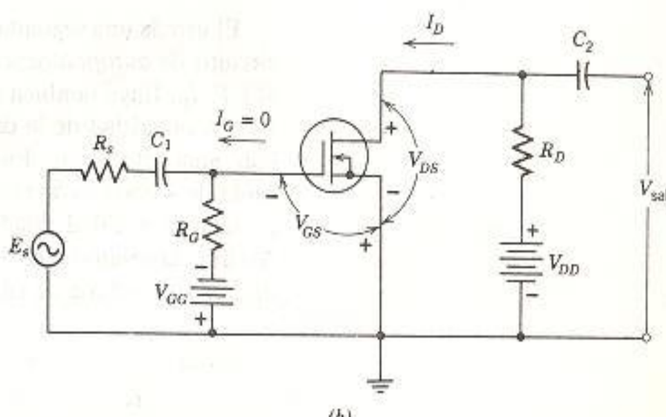


Fig. 9-2 Circuitos básicos de polarización del FET. (*a*) Circuito del JFET. (*b*) Circuito del MOSFET.

Ejemplo 9-1

En el circuito de la Fig. 9-2*a*, R_G es de 1 MΩ, V_{GG} es de -2 V y V_{DD} es de 12 V. Si I_{DSS} es de 9 mA y V_P es -3 V para el JFET. Encuentre el valor de R_D que fija V_{DS} a 7 V.

Solución

Encontramos I_D de

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 9\text{ mA}\left(1 - \frac{-2\text{ V}}{-3\text{ V}}\right)^2 = 1\text{ mA} \qquad (8\text{-}1)$$

Utilizando este valor de I_D en la ecuación de voltajes de Kirchhoff para el circuito del drenador, tenemos

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} \qquad (9\text{-}1)$$

Sustituyendo valores, tenemos

$$12\text{ V} = R_D \times 1\text{ mA} + 7\text{ V}$$

$$\mathbf{R_D = 5\ k\Omega}$$

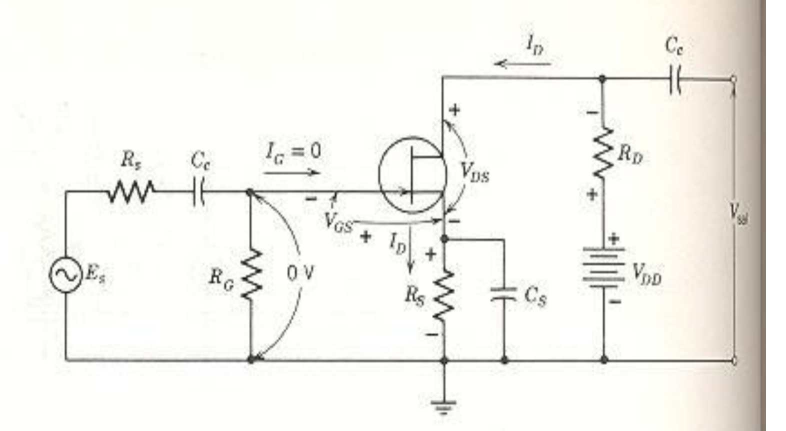


Fig. 9-3 Circuito amplificador con autopolarización.

El uso de una segunda fuente de voltaje puede evitarse si se utiliza un circuito de *autopolarización* (Fig. 9-3). La corriente de cd a través del JFET, I_D, fluye también a través de la resistencia en serie con la fuente R_S. La polaridad de la caída de voltaje a través de R_S se muestra en el diagrama del circuito. Puesto que la corriente de la compuerta es cero, la caída de voltaje a través de R_G es cero. Por lo que la compuerta está conectada en realidad al lado negativo de la caída de voltaje a través de R_S. Así que, *la compuerta es negativa con respecto a la fuente* por la cantidad de caída de voltaje de cd a través de R_S.

$$V_{GS} = -I_D R_S$$

La curva de transferencia para el JFET utilizado en el circuito autopolarizado (Fig. 9-3) se muestra en la Fig. 9-4. Los datos para esta curva de transferencia se obtienen de la característica del drenador dada en la Fig. 9-1*a*. Las líneas de polarización se dibujan del origen al punto A', al punto B' y al punto C'. El valor de la resistencia de la línea de polarización para el punto A' se obtiene dividiendo el valor del voltaje en el punto A' entre el valor de la corriente en el punto A'.

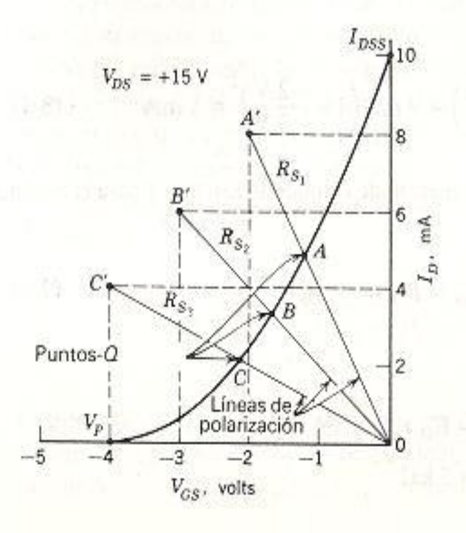


Fig. 9-4 Curva de transferencia para el JFET utilizado en el circuito de la Fig. 9-3.

La ecuación de voltaje de malla de Kirchhoff a través del circuito del drenador es

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} + R_S I_D \tag{9-2}$$

Ejemplo 9-2

Construya las líneas de polarización en la característica de transferencia dada en la Fig. 9-4 para los siguientes valores de R_S.

Caso I. $R_{S_1} = 250\ \Omega$
Caso II. $R_{S_2} = 500\ \Omega$
Caso III. $R_{S_3} = 1000\ \Omega$

Encuentre los valores de I_D y V_{GS} para cada caso.

Solución

Caso I Si suponemos un valor conveniente de corriente como 8 mA, encontramos por la ley de Ohm

$$V = IR_{S_1} = 0.008\ \text{mA} \times 250\ \Omega = 2.0\ \text{V}$$

Se localiza el punto A' en las coordenadas 8 mA y —2 V. Se dibuja una línea recta, la línea de polarización, del punto A' al origen. La intersección, de la línea de polarización con la característica de transferencia, punto A, da el punto de operación o punto Q.

$$I_D = \mathbf{4.8\ mA} \quad \text{y} \quad V_{GS} = \mathbf{-1.2\ V}$$

Caso II Si suponemos 6 mA como una corriente conveniente, por la Ley de Ohm tenemos

$$V = IR_{S_2} = 0.006\ \text{mA} \times 500\ \Omega = 3.0\ \text{V}$$

Se localiza el punto B' en las coordenadas 6 mA y —3 V. Dibujando la línea de carga como antes, encontramos que la intersección, punto B, el punto Q es

$$I_D = \mathbf{3.3\ mA} \quad \text{y} \quad V_{GS} = \mathbf{-1.65\ V}$$

Caso III Si suponemos 4 mA como una corriente conveniente, por la Ley de Ohm tenemos:

$$V = IR_{S_3} = 0.004\ \text{mA} \times 1000\ \Omega = 4.0\ \text{V}$$

El punto C' se localiza en las coordenadas 4 mA y —4 V. Dibujando la línea de polarización y encontrando la intersección, punto C, tenemos el punto Q.

$$I_D = \mathbf{2.2\ mA} \quad \text{y} \quad V_{GS} = \mathbf{-2.2\ V}$$

En la Fig. 9-5, se muestra un circuito de polarización del FET utilizado ampliamente. Hay un voltaje de la compuerta al retorno común (tierra) producido por la acción del divisor de voltaje formado por R_1 y R_2. Hay un voltaje de la fuente al retorno común (tierra) producido por la caída de voltaje $I_D R_S$ a través de R_S. Las polaridades de estos voltajes se muestran en el diagrama del circuito. La polarización en el FET, V_{GS}, es la diferencia entre estos dos voltajes.

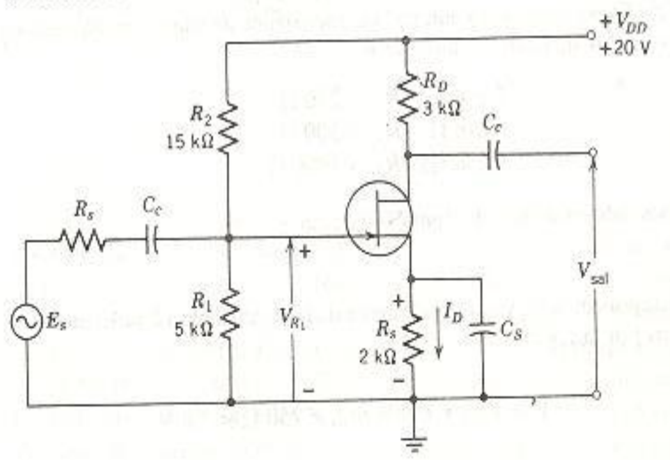


Fig. 9-5 Circuito que proporciona ambas formas de polarización. Polarización propia y de un divisor de voltaje.

El voltaje a través del divisor de voltaje medido de la compuerta a tierra es

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD} \tag{9-3}$$

Este voltaje (V_{R1}) se localiza en la característica de transferencia (Fig. 9-6) en el punto A. El voltaje producido por el divisor de voltaje actúa como un *voltaje de desajuste* para la línea de polarización. Ahora debemos dibujar la línea de polarización desde el punto A mientras que en el arreglo del circuito anterior comenzamos la línea de polarización en el origen.

Se supone un valor conveniente de corriente I y se usa la ley de Ohm para determinar

$$V = IR_S$$

Ahora el voltaje V es la distancia total que recorremos si vamos a la izquierda del punto A al punto B en la Fig. 9-6. En el punto B, recorremos en forma vertical la cantidad de corriente supuesta I para localizar el punto C. Se dibuja la línea de polarización del punto C al punto A. La intersección de la línea de polarización con la característica de transferencia da el punto de operación.

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito del drenador es

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} + R_S I_D \tag{9-2}$$

En la Fig. 9-5, se muestra un circuito de polarización del FET utilizado ampliamente. Hay un voltaje de la compuerta al retorno común (tierra) producido por la acción del divisor de voltaje formado por R_1 y R_2. Hay un voltaje de la fuente al retorno común (tierra) producido por la caída de voltaje $I_D R_S$ a través de R_S. Las polaridades de estos voltajes se muestran en el diagrama del circuito. La polarización en el FET, V_{GS}, es la diferencia entre estos dos voltajes.

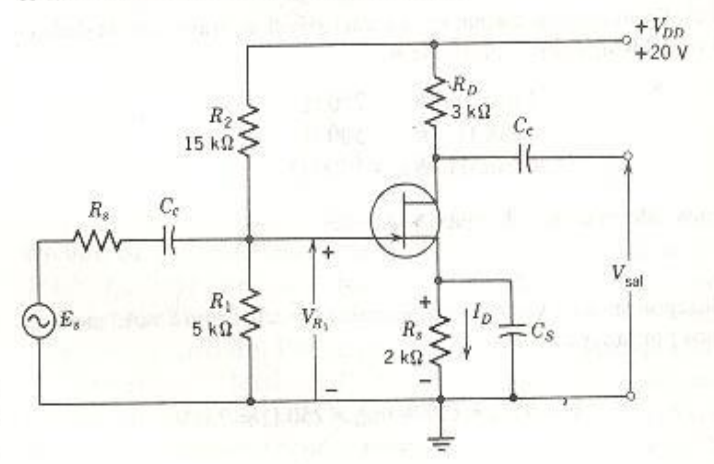


Fig. 9-5 Circuito que proporciona ambas formas de polarización. Polarización propia y de un divisor de voltaje.

El voltaje a través del divisor de voltaje medido de la compuerta a tierra es

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD} \tag{9-3}$$

Este voltaje (V_{R1}) se localiza en la característica de transferencia (Fig. 9-6) en el punto A. El voltaje producido por el divisor de voltaje actúa como un *voltaje de desajuste* para la línea de polarización. Ahora debemos dibujar la línea de polarización desde el punto A mientras que en el arreglo del circuito anterior comenzamos la línea de polarización en el origen.

Se supone un valor conveniente de corriente I y se usa la ley de Ohm para determinar

$$V = IR_S$$

Ahora el voltaje V es la distancia total que recorremos si vamos a la izquierda del punto A al punto B en la Fig. 9-6. En el punto B, recorremos en forma vertical la cantidad de corriente supuesta I para localizar el punto C. Se dibuja la línea de polarización del punto C al punto A. La intersección de la línea de polarización con la característica de transferencia da el punto de operación.

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito del drenador es

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} + R_S I_D \tag{9-2}$$

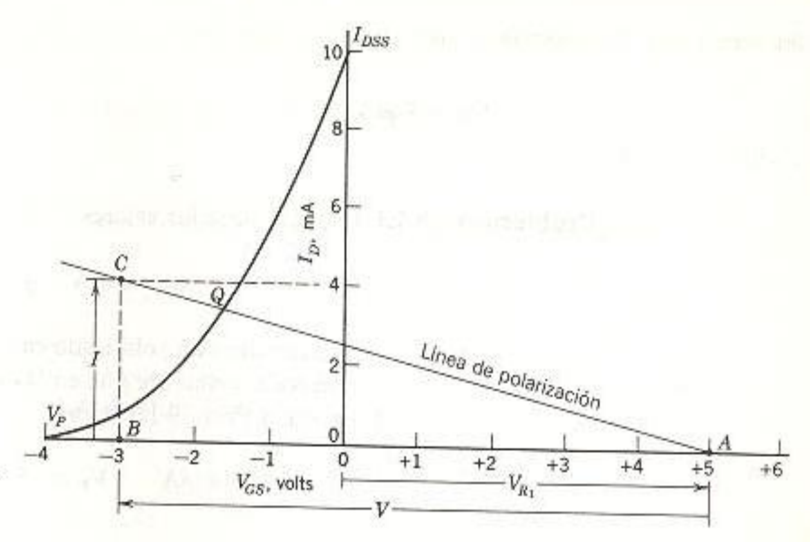


Fig. 9-6 Línea de carga para el circuito dado en la Fig. 8-15.

Ejemplo 9-3

Encuentre I_D, V_{GS} y V_{DS} para el circuito mostrado en la Fig. 9-5. La característica de transferencia para el FET se da en la Fig. 9-6.

Solución

El voltaje de desajuste de polarización V_{R1} se encuentra de la regla del divisor de voltaje.

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD} = \frac{5000\ \Omega}{5000\ \Omega + 15{,}000\ \Omega} 20\ \text{V} = 5.0\ \text{V} \qquad (9\text{-}3)$$

V_{R1} es el valor del voltaje de desajuste que ubica al punto A en la Fig. 9-6. Supongamos 4 mA como un valor conveniente de corriente para I y utilizando la ley de Ohm

$$V = IR_S = 0.004\ \text{mA} \times 2000\ \Omega = 8.0\ \text{V}$$

Nos movemos a la izquierda del punto A (+5 V) una distancia total de 8 V para localizar el punto B. El punto B se localiza a —3.0 V. Ahora del punto B subimos 4 mA para localizar el punto C. La línea de polarización se dibuja del punto C al punto A. La intersección de la línea de polarización con la característica de transferencia es el punto-Q (Q).

$$I_D = \mathbf{3.32\ mA} \quad \text{y} \quad V_{GS} = \mathbf{-1.64\ V}$$

Utilizando estos valores en la Ec. 9-3, tenemos

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} + R_S I_D$$

$$20\ \text{V} = 3000\ \Omega \times 0.00332\ \text{A} + V_{DS} + 2000\ \Omega \times 0.00332\ \text{A}$$

Resolviendo para V_{DS}, encontramos que

$$V_{DS} = \mathbf{3.40\ V}$$

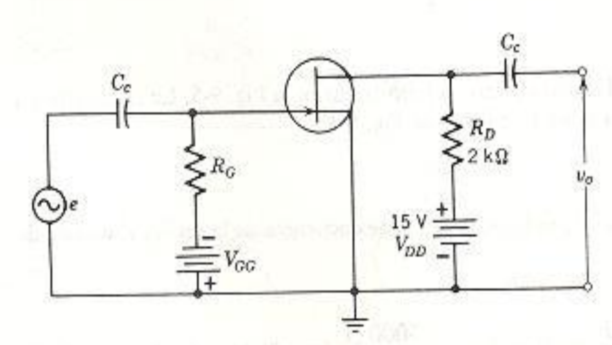
Problemas **9-1.1** El JFET tiene los valores

$$I_{DSS} = 8\text{ mA} \quad \text{y} \quad V_P = -3\text{ V}$$

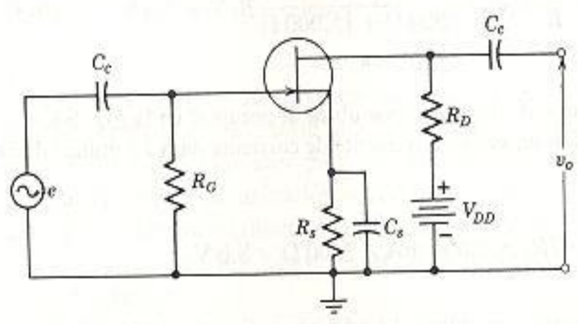
Si el circuito está polarizado en -1 V (V_{GG}), determine el punto de operación y muestre éste en la característica del drenador.

9-1.2 Repita el Prob. 9-1.1 para

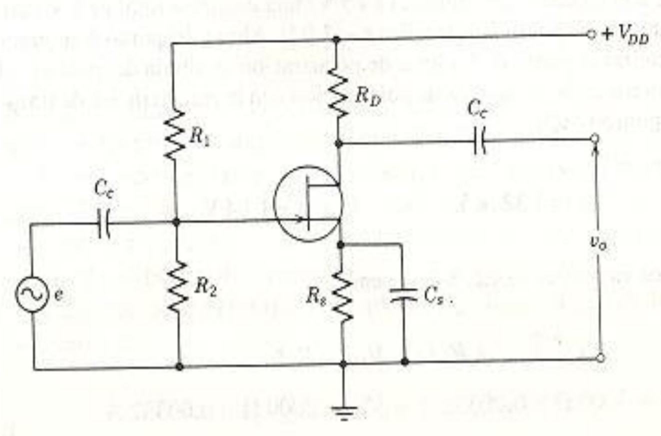
$$I_{DSS} = 8\text{ mA} \quad V_P = -5\text{ V} \quad \text{y} \quad V_{GG} = -2\text{ V}$$



Circuito para los Probs. 9-1.1 y 9-1.2.



Circuito para los Probs. del 9-3.1 al 9-1.6.



Circuito para los Probs. 9-1.7 y 9-1.8.

9-1.3 Los valores para el circuito son

$$I_{DSS} = 8 \text{ mA} \qquad V_P = -3 \text{ V} \qquad V_{DD} = 30 \text{ V} \quad \text{y} \quad (R_D + R_S) = 4000\ \Omega$$

Determine R_s para obtener el punto de operación

$$I_{DQ} = 2 \text{ mA}$$

Muestre este punto de operación en la línea de carga.

9-1.4 Repita el Prob. 9-1.3 para

$$I_{DSS} = 10 \text{ mA} \qquad V_P = -4 \text{ V} \qquad V_{DD} = 20 \text{ V}$$
$$(R_D + R_S) = 2000\ \Omega \quad \text{y} \quad I_{DQ} = 5 \text{ mA}$$

9-1.5 Utilizando los datos dados en el Prob. 9-1.3, dibuje la característica de transferencia del FET. Empleando el método gráfico, determine el valor de R_s para establecer el punto de operación en

$$V_{GS} = -2.5 \text{ V}$$

¿Cuál es el valor de I_{DQ} y cuál es el valor de V_{DS}?

9-1.6 Utilizando los datos dados en el Prob. 9-1.4, dibuje la característica de transferencia del FET. Utilizando el método gráfico, determine el valor de R_s para estabilizar el punto de operación en

$$V_{GS} = -1.5 \text{ V}$$

¿Cuál es el valor de I_{DQ} y cuál es el valor de V_{DS}?

9-1.7 Los valores para el circuito son

$$I_{DS} = 10 \text{ mA} \qquad V_P = -4 \text{ V} \qquad V_{DD} = +33 \text{ V} \qquad R_1 = 470\ \Omega$$
$$R_2 = 47 \text{ k}\Omega \qquad R_S = 2500\ \Omega \qquad V_{DS} = 10 \text{ V}$$

Determine I_{DQ} y R_D

9-1.8 Los valores para el circuito son

$$I_{DSS} = 20 \text{ mA} \qquad V_P = -4 \text{ V} \qquad V_{DD} = +25 \text{ V} \qquad R_1 = 300 \text{ k}\Omega$$
$$R_2 = 56 \text{ k}\Omega \qquad R_D = 1500\ \Omega \qquad I_{DQ} = 4 \text{ mA}$$

Determine R_S y V_{DS}.

Sección 9-2 La línea de carga para el FET

El circuito amplificador básico para el FET se muestra en la Fig. 9-7. El valor de la corriente del drenador en el punto-Q puede determinarse de

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \qquad (8\text{-}1)$$

o de

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \tag{8-7}$$

para el MOSFET de tipo acrecentamiento. La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito del drenador es

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS} \tag{9-1}$$

Resolviendo esta ecuación para I_D, tenemos

$$I_D = -\frac{1}{R_D} V_{DS} + \frac{V_{DD}}{R_D} \tag{9-4}$$

La Ec. 9-4 tiene la forma

$$y = mx + b$$

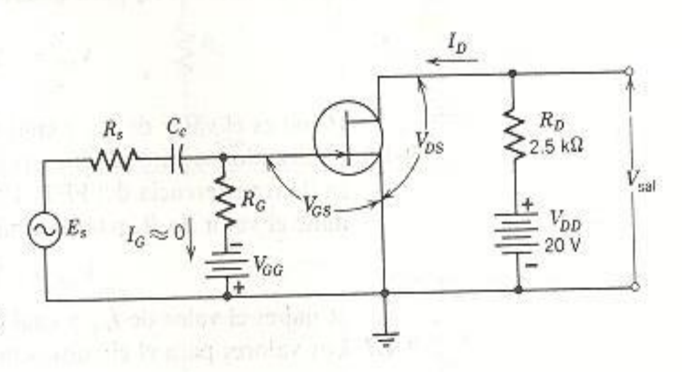


Fig. 9-7 Circuito amplificador con un JFET canal *N*.

que anteriormente utilizamos para mostrar que la línea de carga para un transistor era una línea de carga en la característica del colector. Por lo que la Ec. 9-4 muestra que una línea de carga puede trazarse como una línea recta para el FET en una característica del drenador (Fig. 9-8). Los puntos extremos de la línea de carga son V_{DD}/R y V_{DD}.

Los puntos de intersección de la línea de carga con las curvas de V_{GS} están numeradas *del punto 1 al 6*. Estos son los posibles puntos-Q para la operación del circuito. El punto-Q particular se determina por el valor de V_{GS} utilizado en el circuito.

Coloquemos un juego de ejes nuevo a la izquierda de la característica del drenador. El eje vertical es I_D a la misma escala que la característica del drenador. Mostramos los valores de V_{GS} incrementándose hacia la izquierda del origen. Extendemos estos ejes a la izquierda para ambos tipos, para un FET canal-*N* y para un FET canal-*P*. Ahora localizamos los puntos del 1 al 6 en este nuevo juego de ejes. Estos puntos están conectados con una curva suave. Esta curva nueva representa *todos* los puntos sobre la línea de carga en un nuevo juego de ejes. Obviamente, no tene-

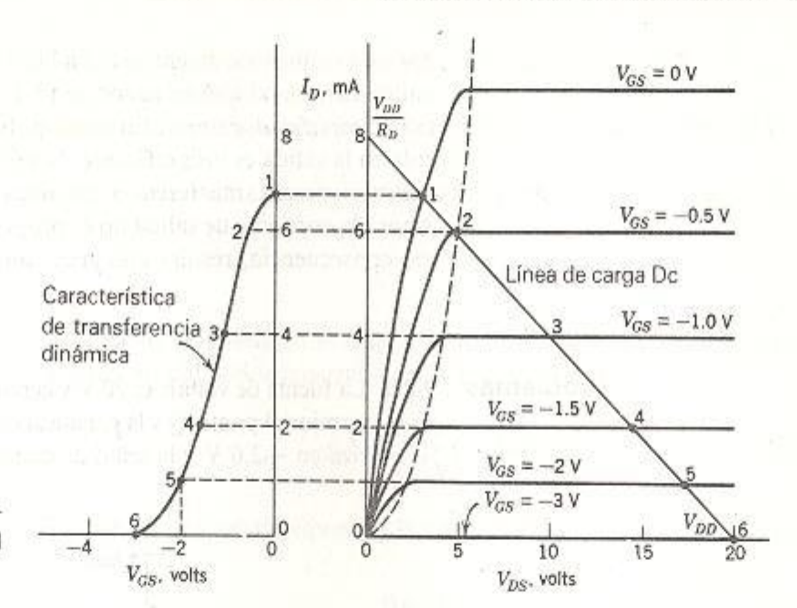


Fig. 9-8 Línea de carga y característica de transferencia dinámica para el circuito de la Fig. 9-7.

mos una línea recta ahora, aunque probamos que la línea de carga debe ser una línea recta en la característica del drenador. Llamamos a esta nueva curva la *característica de transferencia dinámica* (Fig. 9-8).

Utilizamos la palabra *dinámica* para mostrar que los puntos provienen de una línea de carga específica como contraste con las curvas de transferencia ordinarias que empleamos para el FET en la Sec. 8-2. Esta característica de transferencia dinámica muestra la relación de voltaje de entrada-a-corriente-de-salida para un circuito amplificador de FET que tiene valores específicos para R_D y para V_{DD}. Si cambiamos ya sea R_D o V_{DD} resulta una nueva característica de transferencia dinámica.

Ejemplo 9-4

Desarrolle la característica de transferencia dinámica para el circuito de JFET mostrado en la Fig. 9-7 empleando la característica del drenador dada en la Fig. 9-8. Dibuje la línea de carga para un voltaje de alimentación de 20 V para V_{DD} y una resistencia de carga de 2.5 kΩ para R_D. Represente en una gráfica la característica dinámica de transferencia.

Solución

Los puntos extremos de la línea de carga son V_{DD} (20 V) y V_{DD}/R_D (20/2.5 = 8 mA). Se dibuja la línea de carga en la característica del drenador. Las intersecciones de la línea de carga con las curvas de V_{GS} son denominadas como *puntos 1, 2, 3, 4, 5* y *6*. Cada punto corresponde a diferentes valores de V_{GS}.

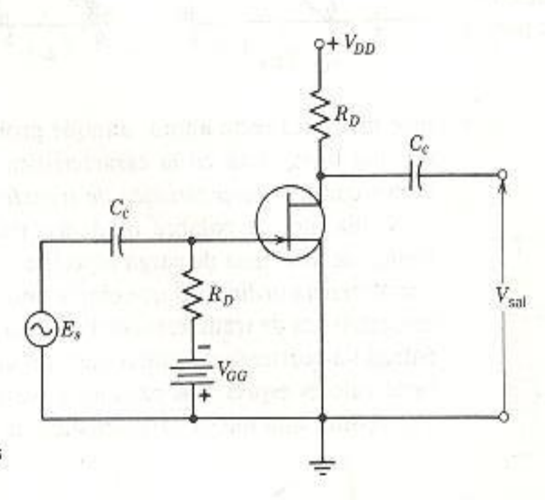
El punto 5 es proyectado hacia la izquierda a través del eje vertical duplicado I_D utilizado para la curva de transferencia hasta el valor de V_{GS}, en este caso −2 V. Este nuevo punto corresponde al punto 5 de la línea de carga y es marcado también 5. Cada uno de los otros puntos es proyectado de nuevo. Luego todos los puntos son unidos con una curva suave. Esta curva resultante es la característica dinámica de transferencia deseada.

Es obvio que esta característica de transferencia dinámica no es una línea recta. Si utilizamos sólo un segmento muy pequeño, podemos decir

que este pequeño segmento es una línea recta. Por lo tanto, cuando la señal de entrada al amplificador de FET es muy pequeña, el amplificador es un *amplificador lineal*. En un amplificador lineal, la distorsión producida en la salida es insignificante. Si utilizamos un segmento grande de la característica de transferencia dinámica, tenemos una curvatura notable. Ahora la corriente de salida no es proporcional a la señal de entrada. Como consecuencia, resulta una gran cantidad de distorsión.

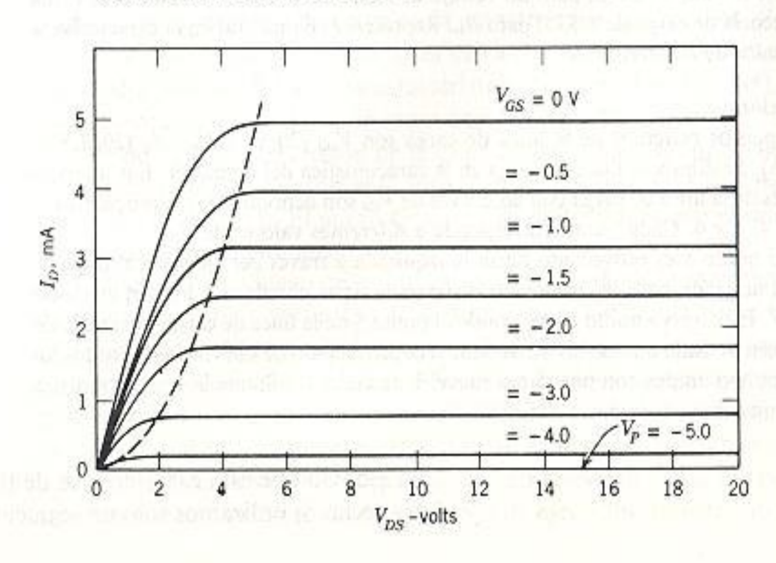
Problemas

9-2.1 La fuente de voltaje es 20 V y la resistencia de carga R_D es 5000 Ω. Determine el punto-Q y la ganancia de voltaje cuando el circuito se polariza en −2.0 V y la señal de entrada tiene un valor pico de 0.5 V.



Circuito y característica para los Probs. del 9-2.1 al 9-2.5.

9-2.2 Repita el Prob. 9-2.1 para una fuente de voltaje de 15 V y una resistencia de carga de 3000 Ω.



9-2.3 Repita el Prob. 9-2.1 para una fuente de voltaje de 20 V y una resistencia de carga de 20 kΩ.

9-2.4 Construya la característica de transferencia dinámica para el Prob. 9-2.1.

9-2.5 Construya la característica de transferencia dinámica para el Prob. 9-2.2.

Sección 9-3 El modelo del amplificador de FET

La ecuación obtenida en el Cap. 8 para la corriente del drenador en el FET del amplificador mostrado en la Fig. 9-9 es

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \tag{8-1}$$

Si se aplica una señal pequeña a la compuerta, el voltaje de la misma es

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

y la corriente del drenador resultante es

$$i_D = I_D + i_d$$

Los símbolos utilizados en estas dos ecuaciones son:

- V_{GS} Es el voltaje de cd entre la compuerta y la fuente, en este caso, V_{GG}.
- v_{gs} El valor instantáneo del voltaje de señal de ca entre la compuerta y la fuente.
- v_{GS} El valor instantáneo del voltaje total entre la compuerta y la fuente, el cual es la suma de V_{GS} y v_{gs}.
- I_D La corriente de cd en el drenador.
- i_d El valor instantáneo de la corriente de señal en el drenador.
- i_D La corriente total instantánea en el drenador, la cual es la suma de I_D e i_d.

Sustituyendo v_{GS} por V_{GS} e i_D por I_D en la Ec. 8-1, tenemos

$$I_D + i_d = i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS} + v_{gs}}{V_P}\right)^2$$

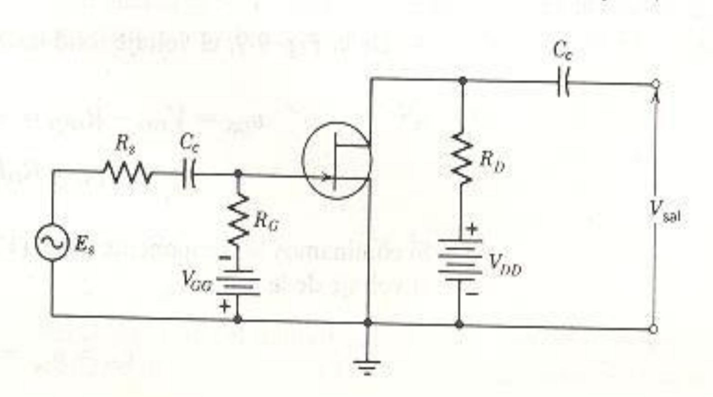


Fig. 9-9 El amplificador de FET.

Reordenando, tenemos

$$I_D + i_d = i_D = I_{DSS}\left[\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) - \frac{v_{gs}}{V_P}\right]^2$$

Expandiendo, tenemos

$$I_D + i_d = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 - 2I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\frac{v_{gs}}{V_P} + I_{DSS}\left(\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2$$

Restando la Ec. 8-1 de este resultado, se elimina la componente de cd (I_D) de la salida:

$$i_d = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)v_{gs} + I_{DSS}\left(\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2$$

Esta expresión contiene *solamente* componentes de señal.

En el Cap. 8, mostramos que la transconductancia g_m para el FET es

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \tag{8-4}$$

Haciendo esta sustitución, tenemos

$$i_d = g_m v_{gs} + I_{DSS}\left(\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2 \tag{9-5}$$

El segundo término de la Ec. 9-5 representa la distorsión producida en la salida del FET causada por la curvatura de la característica de transferencia dinámica. Si v_{gs} es pequeña comparada con V_P, este término puede despreciarse. La Ec. 9-5, puede, por lo tanto, reducirse a

$$i_d = g_m v_{gs} \quad \text{o} \quad I_d = g_m V_{gs} \tag{9-6}$$

De la Fig. 9-9, el voltaje total instantáneo en el drenador es

$$v_{DS} = V_{DD} - R_D i_D = V_{DD} - R_D(I_D + i_d)$$
$$= V_{DD} - R_D I_D - R_D i_d$$

Si eliminamos la componente de cd ($V_{DD} - R_D I_D$) tenemos v_{ds}, el cual es el voltaje de la salida v_{sal}.

$$v_{ds} = v_{sal} = -R_D i_d \tag{9-7a}$$

y sustituyendo la Ec. 9-6 en esta última ecuación, tenemos

$$v_{sal} = -g_m R_D v_{gs} \tag{9-7b}$$

o

$$V_{sal} = -g_m R_D V_{gs} \tag{9-7c}$$

El signo negativo en la Ec. 9-7*c* *prueba* que la inversión de fase ocurre en este circuito amplificador de FET tal como lo tenemos en el circuito amplificador de transistor de emisor-común.

Empleamos este hecho cuando representamos el modelo formal para el amplificador de FET.

El modelo formal para el amplificador de señales del FET (Fig. 9-10) muestra cómo las Ecs. 9-6, 9-7*a* y 9-7*b* están relacionadas en un diagrama de circuito.

El generador de corriente en el modelo formal para el amplificador de transistor (BJT) se denomina βI_b. El generador de corriente en el modelo formal para el amplificador de FET se denomina $g_m V_{gs}$. Por lo tanto, el transistor (BJT) es un *dispositivo controlado por corriente*. Por consiguiente, el colector es *una fuente de corriente controlada por corriente*. El FET es un *dispositivo controlado por voltaje*. El drenador es una *fuente de corriente controlada por voltaje.*

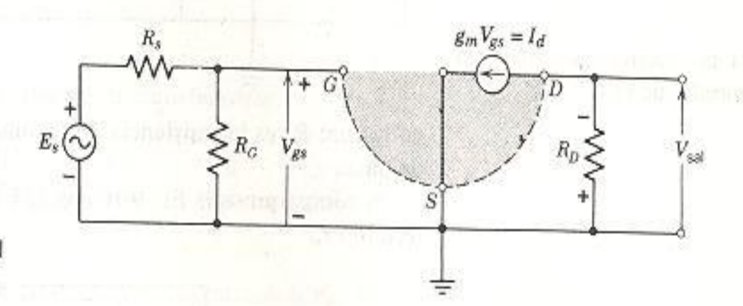


Fig. 9-10 El modelo formal para el amplificador de FET.

La resistencia de entrada al FET es suficientemente alta de tal forma que la compuerta se muestra en el modelo como una terminal sin conexión interna al FET. Ordinariamente R_s es mucho menor que R_G. Por lo que para la mayoría de circuitos amplificadores de FET resulta,

$$V_{gs} = E_s \tag{9-8}$$

y

$$A_v = A_e \tag{9-9}$$

Recalcamos que el signo negativo indica sólo la inversión de fase. Dividiendo ambos lados de la Ec. 9-7*c* por V_{gs}, tenemos la ecuación para la

ganancia de voltaje.

$$\boxed{A_v = A_e = g_m R_D} \tag{9-10}$$

En la Fig. 9-11 se muestra el modelo simplificado. Este orden es el mismo que el que utilizamos para los circuitos amplificadores de transistores. Puesto que este modelo tiene la misma forma que el modelo simplificado para transistores, encontramos conveniente convertir la Ec. 9-10 a la misma forma que usamos para los circuitos amplificadores de transistores de emisor común.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \tag{7-8a}$$

y

$$A_V = \frac{R_C}{r'_e + R_E} \tag{7-23}$$

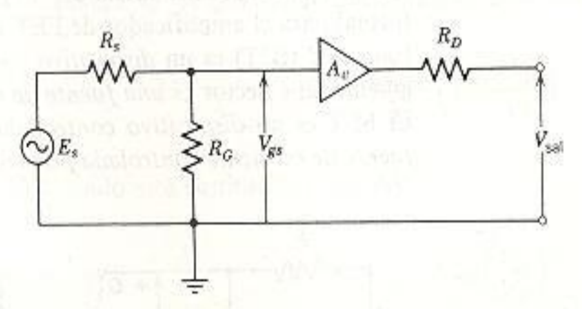


Fig. 9-11 El modelo simplificado para el amplificador de FET.

en la cual R_E es la resistencia de realimentación del emisor sin capacitor de paso.

Si comparamos la Ec. 9-10 con la Ec. 7-8*a* podemos definir un nuevo término r'_s.

$$\boxed{r'_s \equiv \frac{1}{g_m}\Omega \quad \text{o} \quad g_m = \frac{1}{r'_s} S} \tag{9-11}$$

Pueden escribirse las ecuaciones correspondientes para el FET

$$\boxed{A_e = A_v = g_m R_D = \frac{R_D}{r'_s}} \tag{9-12}$$

y

$$\boxed{A_e = A_v = g'_m R_D = \frac{R_D}{r'_s + R_S}} \tag{9-13}$$

y sustituyendo la Ec. 9-6 en esta última ecuación, tenemos

$$v_{sal} = -g_m R_D v_{gs} \tag{9-7b}$$

o

$$V_{sal} = -g_m R_D V_{gs} \tag{9-7c}$$

El signo negativo en la Ec. 9-7*c* *prueba* que la inversión de fase ocurre en este circuito amplificador de FET tal como lo tenemos en el circuito amplificador de transistor de emisor-común.

Empleamos este hecho cuando representamos el modelo formal para el amplificador de FET.

El modelo formal para el amplificador de señales del FET (Fig. 9-10) muestra cómo las Ecs. 9-6, 9-7*a* y 9-7*b* están relacionadas en un diagrama de circuito.

El generador de corriente en el modelo formal para el amplificador de transistor (BJT) se denomina βI_b. El generador de corriente en el modelo formal para el amplificador de FET se denomina $g_m V_{gs}$. Por lo tanto, el transistor (BJT) es un *dispositivo controlado por corriente*. Por consiguiente, el colector es *una fuente de corriente controlada por corriente*. El FET es un *dispositivo controlado por voltaje*. El drenador es una *fuente de corriente controlada por voltaje.*

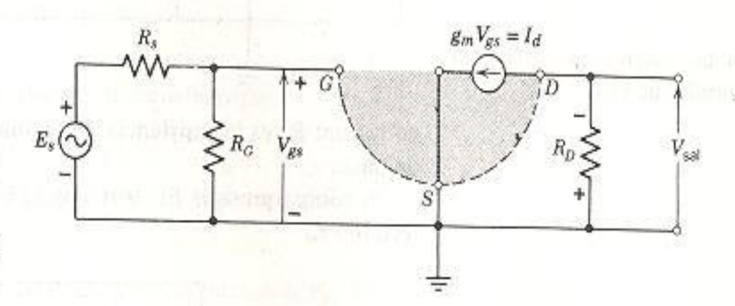


Fig. 9-10 El modelo formal para el amplificador de FET.

La resistencia de entrada al FET es suficientemente alta de tal forma que la compuerta se muestra en el modelo como una terminal sin conexión interna al FET. Ordinariamente R_s es mucho menor que R_G. Por lo que para la mayoría de circuitos amplificadores de FET resulta,

$$V_{gs} = E_s \tag{9-8}$$

y

$$A_v = A_e \tag{9-9}$$

Recalcamos que el signo negativo indica sólo la inversión de fase. Dividiendo ambos lados de la Ec. 9-7*c* por V_{gs}, tenemos la ecuación para la

ganancia de voltaje.

$$A_v = A_e = g_m R_D \tag{9-10}$$

En la Fig. 9-11 se muestra el modelo simplificado. Este orden es el mismo que el que utilizamos para los circuitos amplificadores de transistores. Puesto que este modelo tiene la misma forma que el modelo simplificado para transistores, encontramos conveniente convertir la Ec. 9-10 a la misma forma que usamos para los circuitos amplificadores de transistores de emisor común.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \tag{7-8a}$$

y

$$A_V = \frac{R_C}{r'_e + R_E} \tag{7-23}$$

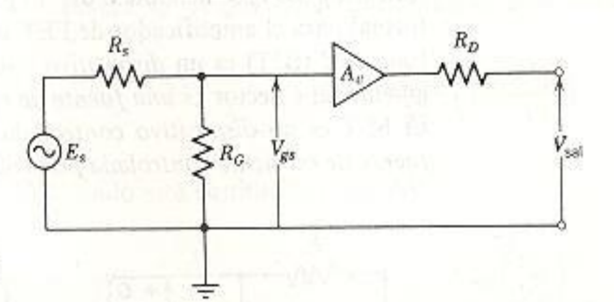


Fig. 9-11 El modelo simplificado para el amplificador de FET.

en la cual R_E es la resistencia de realimentación del emisor sin capacitor de paso.

Si comparamos la Ec. 9-10 con la Ec. 7-8*a* podemos definir un nuevo término r'_s.

$$r'_s \equiv \frac{1}{g_m}\Omega \quad \text{o} \quad g_m = \frac{1}{r'_s}\,S \tag{9-11}$$

Pueden escribirse las ecuaciones correspondientes para el FET

$$A_e = A_v = g_m R_D = \frac{R_D}{r'_s} \tag{9-12}$$

y

$$A_e = A_v = g'_m R_D = \frac{R_D}{r'_s + R_S} \tag{9-13}$$

Solución

Caso II Podemos emplear la Ec. 9-11 para obtener r_s', la resistencia equivalente de g_m.

$$r_s' = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{2.5 \times 10^{-3}\ \text{S}} = 400\ \Omega \qquad (9\text{-}11)$$

Esta resistencia de 400 Ω está en serie con R_S cuando el interruptor está abierto. La transconductancia equivalente producida por esta combinación en serie es

$$g_m' = \frac{1}{r_s' + R_S} = \frac{1}{400\ \Omega + 2000\ \Omega} = 4.17 \times 10^{-4}\ \text{S}$$

$$= 0.417\ \text{mS} \qquad (9\text{-}14)$$

Ahora la ganancia de voltaje del circuito es

$$A_e = A_v = g_m' R_D = (4.17 \times 10^{-4}\ \text{S})(12{,}000\ \Omega) = 5 \quad (9\text{-}13)$$

y el voltaje de salida es

$$V_{\text{sal}} = A_e V_{\text{ent}} = 5 \times 10\ \text{mV} = \mathbf{50\ mV} \qquad (7\text{-}1a)$$

Hay un punto más que debemos considerar para el amplificador de FET. Las características del drenador muestran una elevación considerable cuando se incrementa V_{DS} (Fig. 9-14). A menudo el valor de r_d no es insignificante. La resistencia del drenador r_d se define en el punto Q como

$$r_d \equiv \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \qquad (9\text{-}15)$$

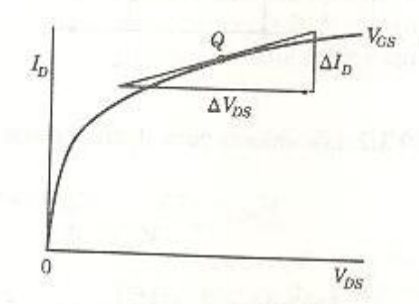


Fig. 9-14 Determinación de r_d, la resistencia del drenador.

El valor de r_d se da en las hojas de especificaciones publicadas por el fabricante. Algunas especificaciones dan valores para y_{os}. El recíproco de la parte real de y_{os} es r_d.

El valor de r_d aparece en el modelo formal como una resistencia conectada entre D y S en la Fig. 9-10. Ahora r_d está en paralelo con R_D. Por lo tanto, si formamos la combinación en paralelo R'_D de r_d y R_D.

$$R'_D = \frac{r_d R_D}{r_d + R_D} \tag{9-16}$$

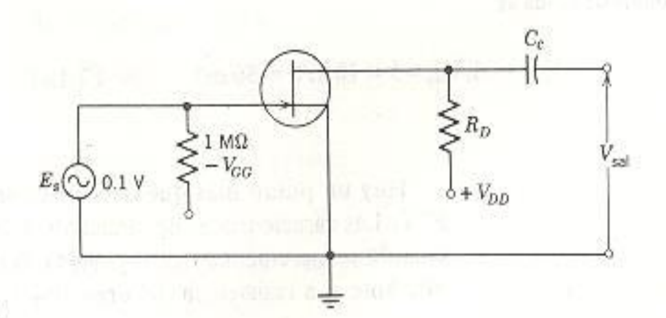
Las Ecs. 9-10, 9-12 y 9-13 se utilizan con este nuevo valor de R'_D.

Problemas Se requiere el modelo para todos los problemas.

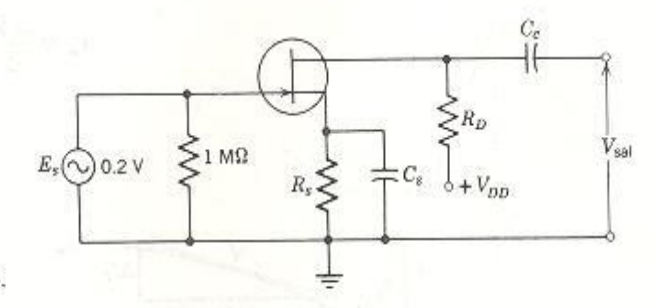
9-3.1 Los valores para el circuito son

$$V_{GG} = -2\ \text{V} \qquad V_{DD} = +20\ \text{V} \qquad I_{DSS} = 6\ \text{mA}$$
$$V_P = -4\ \text{V} \qquad V_{DS} = 10\ \text{V}$$

Determine R_D y V_{sal}.



Circuito para los Probs. 9-3.1 y 9-3.2.



Circuito para los Probs. 9-3.3 y 9-3.4.

9-3.2 Los valores para el circuito son

$$V_{GG} = -3\ \text{V} \qquad V_{DD} = +10\ \text{V} \qquad I_{DSS} = 10\ \text{mA}$$
$$V_P = -4\ \text{V} \qquad V_{DS} = 6\ \text{V}$$

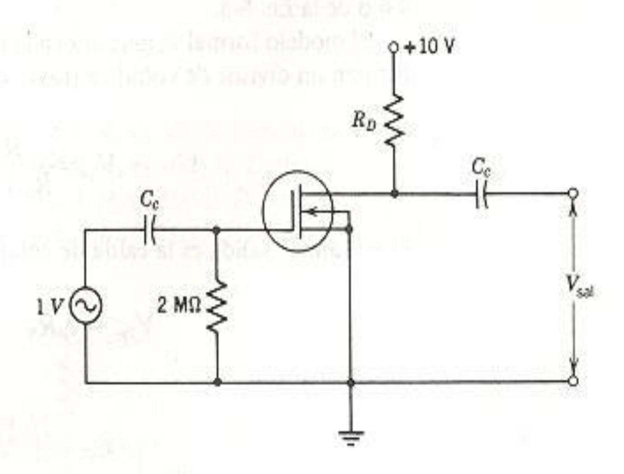
Determine R_D y V_{sal}

9-3.3 Los valores para el JFET son

$$V_P = -5\ \text{V} \quad \text{y} \quad I_{DSS} = 20\ \text{mA}$$

Determine el valor de R_S para establecer I_{DQ} a 10 mA. El valor de V_{DD} es +20 V y R_D es 1000 Ω. ¿Cuál es V_{sal} si se elimina C_S del circuito?

9-3.4 En el Prob. 9-3.3, el JFET falla y es reemplazado por un JFET que tiene un V_P de −4 V y una I_{DSS} de 16 mA. Las demás componentes permanecen igual. Ahora, ¿cuáles son los valores de V_{sal} con y sin C_S?



Circuito para los Probs. 9-3.5 y 9-3.6.

9-3.5 La ecuación para la corriente en el MOSFET tipo agotamiento de canal *N* es

$$I_D = 2.0\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \text{ mA}$$

R_d es 2.5 kΩ V_P es −4 V, y r_d es 10 kΩ. Encuentre V_{DS}, g_m y V_{sal}.

9-3.6 El MOSFET del Prob. 9-3.5 se opera en un circuito con arreglo de polarización propia con R_S en derivación adecuada con un capacitor de paso C_S; para operar el circuito en V_{GS} igual al −2.0 V. ¿Cuál es el valor de R_S? ¿Cuál es el valor de V_{DS}? Determine la ganancia del circuito. Dibuje el circuito. R_D y r_d son cada una de 10 kΩ.

9-3.7 Un MOSFET tipo acrecentamiento de canal-*N* se utiliza en un amplificador con una carga de 10 kΩ. La fuente de voltaje de alimentación es +20 V y la entrada de señal es 200 mV. La ecuación para la corriente del drenador para el MOSFET es

$$I_D = 1.2(V_{GS} - V_T)^2 \text{ mA}$$

donde V_T es 1.0 V.

El amplificador se opera en V_{GS} igual a +2.0 V.

Determine V_{DS}, g_m, y la ganancia del circuito. Dibuje el circuito.

9-3.8 Repita el Prob. 9-3.7 si r_d es 15 kΩ.

9-3.9 Repita el Prob. 9-3.7 si el MOSFET se opera en un punto estático de I_D igual a 0.8 mA.

Sección 9-4 El seguidor de fuente

El circuito para el *seguidor de fuente* se muestra en la Fig. 9-15*a*. Este circuito también se llama *amplificador de drenaje común*. La configuración es equivalente a la versión de transistores, el seguidor emisor (el amplificador de colector común).

El punto de operación para el circuito (Fig. 9-15*a*) puede obtenerse mediante el método explicado en el desarrollo de la Fig. 8-4 en el último capítulo. Así que el valor de g_m puede determinarse de la Ec. 8-3, la Ec. 8-4, 8-6 o de la Ec. 8-8.

El modelo formal se muestra en la Fig. 9-15*b*. Las resistencias R_G y R_s forman un divisor de voltaje a través de E_s. Así que

$$V_{\text{ent}} = \frac{R_G}{R_s + R_G} E_s$$

El voltaje de salida es la caída de voltaje de señal a través de R_S.

$$V_{\text{sal}} = I_d R_S = g_m R_S V_{gs}$$

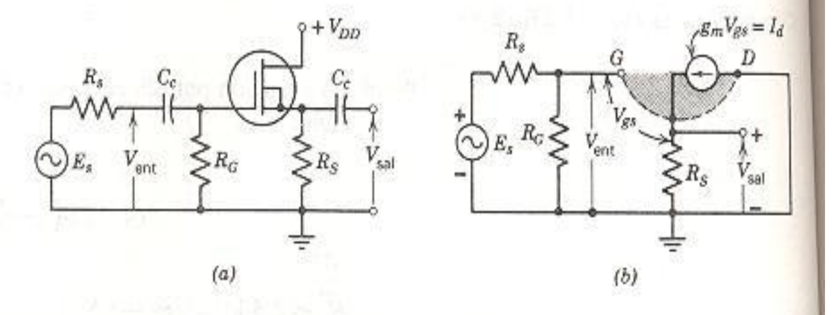


Fig. 9-15 El circuito seguidor de fuente. (*a*) Circuito real. (*b*) El modelo formal.

De una inspección del modelo formal, vemos que

$$V_{\text{ent}} = V_{gs} + V_{\text{sal}}$$

Sustituyendo, encontramos

$$V_{\text{ent}} = V_{gs} + g_m R_S V_{gs} = (1 + g_m R_S) V_{gs}$$

La ganancia de voltaje en fase a través del FET es

$$A_v = \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{g_m R_S V_{gs}}{(1 + g_m R_S) V_{gs}}$$

$$\boxed{A_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} < 1} \qquad (9\text{-}17)$$

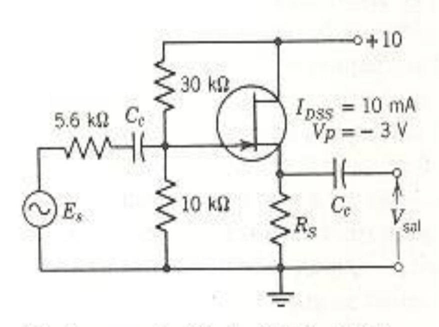
y

$$A_e = \frac{R_G}{R_s + R_G} A_v = \frac{R_G}{R_s + R_G} \times \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \qquad (9\text{-}18)$$

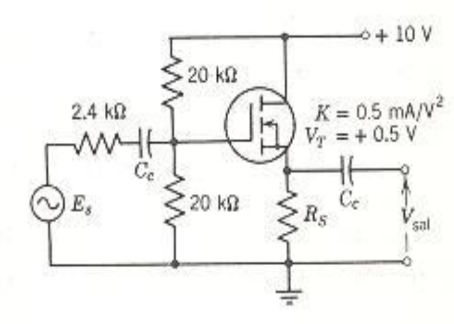
Las características de este circuito, sus ventajas y sus desventajas son muy similares a las propiedades del seguidor de emisor.

Problemas

9-4.1 R_S es 500 Ω. Determine I_D y V_{sal}.
9-4.2 R_S es 1000 Ω. Determine I_D y V_{sal}.
9-4.3 R_S es 500 Ω. Determine I_D y V_{sal}.
9-4.4 R_S es 1000 Ω. Determine I_D y V_{sal}.



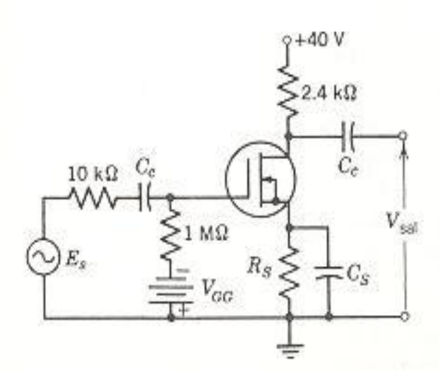
Circuito para los Probs. 9-4.1 y 9-4.2.



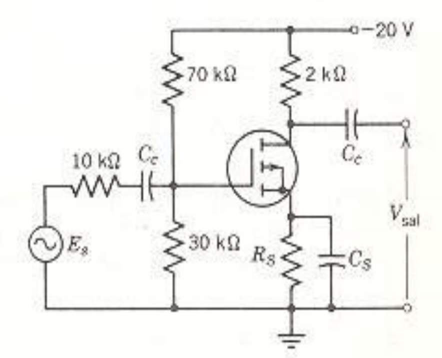
Circuito para los Probs. 9-4.3 y 9-4.4.

Problemas adicionales

9-1 Si V_{GG} es 2 V y R_S es cero, ¿cuáles son los valores de I_D y V_{DS}?
9-2 Si R_S es cero y V_{DS} es 12 V, ¿cuáles son los valores para I_D y V_{GG}?
9-3 Si V_{GG} es cero y R_S 1000 Ω, ¿cuáles son los valores para I_D y V_{DS}?
9-4 Si V_{GG} es cero y R_S es 2000 Ω, ¿cuáles son los valores para I_D y V_{DS}?
9-5 R_S es 500 Ω, ¿cuáles son los valores para I_D y V_{DS}?



Circuito para los Probs. del 9-1 al 9-4 y del 9-7 al 9-10.



Circuito para los Probs. 9-5, 9-6, 9-11 y 9-12.

9-6 Si R_S es 1000 Ω, ¿cuáles son los valores para I_D y V_{DS}?
9-7 ¿Cuál es A_v para el circuito del Prob. 9-1?
9-8 ¿Cuál es A_v para el circuito del Prob. 9-3?
9-9 ¿Cuál es A_v para el circuito del Prob. 9-3 si se remueve C_S?
9-10 ¿Cuál es A_v para el circuito del Prob. 9-4 si se remueve C_S?
9-11 ¿Cuál es A_v para el circuito del Prob. 9-6?
9-12 ¿Cuál es A_v para el circuito del Prob. 9-6 si se remueve C_S?

10 Estabilidad y compensación

Se explican las razones y necesidades para considerar el efecto de una variación entre las características de diferentes transistores que tienen el mismo número de clasificación. Se forma una definición para la estabilidad de beta, K (Sec. 10-1). Se desarrolla un método para determinar K para los circuitos de transistores considerados en el Cap. 5 y en el Cap. 7 (Sec. 10-2). La corriente de dispersión en un transistor, materialmente se incrementa con un aumento en la temperatura (Sec. 10-3). Se define la sensibilidad a la temperatura S para mostrar el efecto de un incremento en la corriente de dispersión sobre la corriente del colector. Se desarrolla un método para determinar S para los circuitos de transistores utilizados en los Caps. 5 y 7 (Sec. 10-4). El amplificador de FET puede hacerse menos dependiente a las variaciones en I_{DSS} y en V_P (Sec. 10-5). Muchos circuitos, en especial circuitos integrados y amplificadores operacionales, utilizan diodos para polarizar un circuito, y al mismo tiempo, para compensar los efectos de temperatura (Sec. 10-6).

Sección 10-1 Conceptos generales de estabilidad beta

Los métodos de producción masiva de los fabricantes de equipo electrónico para el mercado del consumidor doméstico, en particular, pueden fácilmente dar lugar a la construcción de muchos miles de copias del mismo circuito. Un artículo electrónico utilizado en la industria automotriz podría aproximarse a una producción de un millón de unidades. Supongamos que se dispone de dos tipos de transistores para la misma aplicación del circuito. Un transistor tiene indicada su variación de β a 100 ± 10% y cuesta 30 cts* cada uno en lotes de 10 000. El otro tiene una variación de β de 50 a 150 y cuesta 6 cts cada uno en lotes de 100 000 unidades. El método que pueda utilizar el transistor más barato produce un ahorro de $24 000 en el costo de un transistor en una producción de 100 000 unidades. Si el circuito tiene muchos transistores, está involucrada una suma considerable de dinero.

Este mismo concepto se extiende al mantenimiento, si se reemplaza un transistor, la operación total del equipo no debe cambiar en forma radical cuando el transistor de reemplazo tiene una β diferente.

* Las cantidades que aparecen en esta obra están dadas en dólares de los Estados Unidos de América, y son ilustrativas. (N. del T.)

Cuando la aplicación es muy critica —por ejemplo, en equipo espacial o militar— por lo general el diseño requiere de semiconductores que están controlados dentro de tolerancias muy limitadas. También, las series de producción no son muy grandes por lo general. En consecuencia, el factor costo toma un lugar secundario con respecto a la operación y confiabilidad.

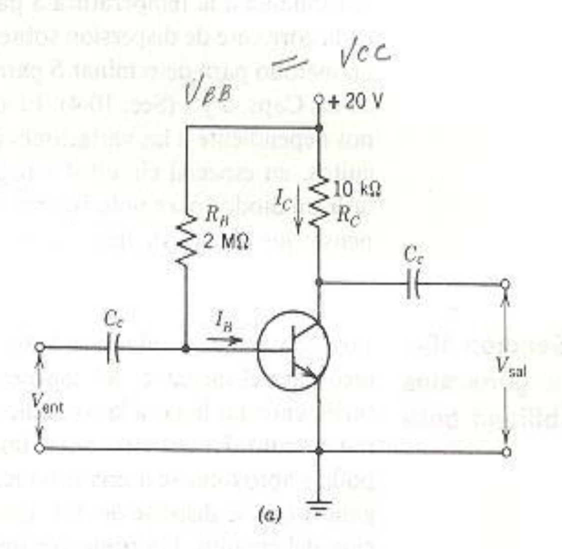
Considere el amplificador simple que se muestra en la Fig. 10-1*a*. La corriente en la base se obtiene de

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

Si no se toma en cuenta V_{BE},

$$V_{BB} = R_B I_B$$

y la corriente de la base está dada por la ley de Ohm.



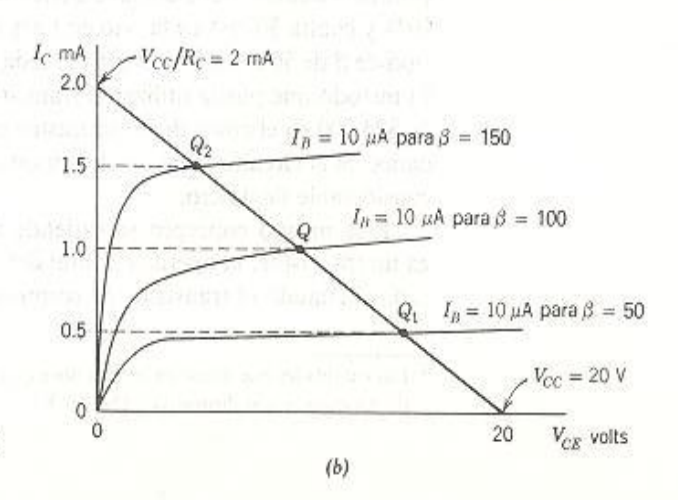


Fig. 10-1 Efecto del cambio en β (*a*) Circuito (*b*) Línea de carga.

$$I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{20\ \text{V}}{10\ \text{M}\Omega} = 10\ \mu\text{A}$$

Si no se tomara en cuenta V_{BE} y fuera igual a 0.7 V, la corriente en la base sería

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{20\ \text{V} - 0.7\ \text{V}}{2\ \text{M}\Omega} = 9.65\ \mu\text{A}$$

Estos cálculos muestran que el cambio máximo concebible de I_B en este circuito, causado por una variación de V_{BE} es 0.35 μA o aproximadamente $\pm 2\%$ de un valor central. Estamos interesados en un transistor que tiene una variación en β de 50 a 150. No estamos interesados con la contribución de cualquier variación pequeña en V_{BE} que pueda ocurrir de transistor a transistor.

Ahora supongamos que el valor nominal de β para el transistor es 100. La corriente nominal del colector es

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 10 = 1000\ \mu\text{A} = 1\ \text{mA}$$

Este valor de I_C localiza el punto de operación del circuito en Q (Fig. 10-1*b*). El valor mínimo esperado para β en este tipo de transistor particular es 50. La corriente del colector resultante es

$$I_C = \beta I_B = 50 \times 10 = 500\ \mu\text{A} = 0.5\ \text{mA}$$

la cual es Q_1 en la línea de carga.

El valor máximo esperado de β es 150, y la corriente del colector resultante es

$$I_C = \beta I_B = 150 \times 10 = 1500\ \mu\text{A} = 1.5\ \text{mA}$$

la cual es Q_2 en la línea de carga.

Cuando la β de un transistor decrece, la familia de curvas se *contrae* hacia el eje horizontal. Cuando la β es alta, la familia de curvas se *expande* hacia arriba. El punto de operación del circuito materialmente se desplaza a lo largo de la línea de carga. Lo que es una vaciación aceptable de la señal alrededor del punto medio Q, obviamente, podría producir corte en Q_1 y saturación en Q_2.

El objetivo de este análisis es investigar este desplazamiento del punto de operación. De nuestros valores numéricos, tomamos a β como el valor medio nominal. El $+\Delta\beta$ es el incremento positivo en β que produce un incremento hacia arriba de $+\Delta I_C$ en la corriente del colector. Así que $-\Delta\beta$ es el cambio hacia abajo en β que resulta en una disminución $-\Delta I_C$ en la corriente del colector.

La definición de *estabilidad de beta, K* es

$$K \equiv \left(\frac{\Delta I_C}{I_C}\right) \bigg/ \left(\frac{\Delta \beta}{\beta}\right) \tag{10-1}$$

donde

$$0 \leq K \leq 1$$

La Ec. 10-1 puede rearreglarse de la forma

$$\left(\frac{\Delta I_C}{I_C}\right) = K\left(\frac{\Delta \beta}{\beta}\right) \tag{10-2a}$$

La Ec. 10-2*a* puede expresarse en palabras como:

El cambio porcentual en I_C es *K veces el cambio porcentual en β.* (10-2*b*)

Si K es cero, un cambio en β no produce cambio en I_C. Esto es ideal. El peor caso es aquel en el que K tiene un valor de la unidad. Entonces un cambio porcentual en β produce el mismo cambio porcentual en I_C.

En el ejemplo que usamos, de la Fig. 10-1 tenemos

$$\beta = 100 \qquad I_C = 1.0 \text{ mA}$$

y

$$\Delta\beta = \pm 50 \qquad \Delta I_C = \pm 0.5 \text{ mA}$$

Sustituyendo en la Ec. 10-2*a*, tenemos

$$\frac{\pm 0.5}{1.0} = K\frac{\pm 50}{100}$$

o

$$K = 1$$

El circuito mostrado en la Fig. 10-1*a* es la condición de estabilidad de beta del "peor caso". A continuación procederemos a examinar otros circuitos amplificadores para mostrar cómo podemos obtener valores de K que son menores que la unidad.

Problemas 10-1.1 En la Fig. 10-1, R_B es de 300 kΩ, R_C es de 2 kΩ y β es de 50. El transistor es de silicio y la fuente de voltaje es −20 V. ¿Cuál es el punto Q y cuál es el nuevo punto Q si β se duplica? Represente

en una gráfica el desplazamiento del punto Q en la línea de carga. Muestre que K es la unidad.

10-1.2 En la Fig. 10-1, R_B es de 10 kΩ, R_C es de 75 kΩ y β es, nominalmente, 100. El transistor es un transistor NPN y la fuente de voltaje es + 3 V. Si β varía de 50 a 150, ¿cuál es el desplazamiento del punto —Q de su valor nominal? Muestre este desplazamiento en la línea de carga para el transistor de silicio. Muestre que K es la unidad.

Sección 10-2 Análisis de circuitos con estabilización de beta

Vamos a investigar la estabilidad de β del circuito mostrado en la Fig. 10-2. *Estamos interesados en la estabilidad del punto de operación.* El punto de operación del circuito se determina por su análisis de cd.

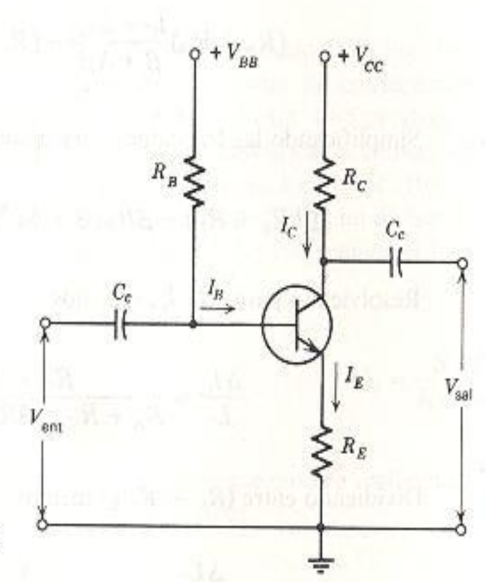


Fig. 10-2 Circuito usando resistencia en el emisor.

Un capacitor de paso colocado en paralelo con R_E no cambiará el punto de operación. El uso de un capacitor de paso cambia la impedancia de entrada y la ganancia del amplificador, los cuales son factores del análisis del circuito en ca. Así que si un circuito tiene un transistor de paso, éste es ignorado en el cálculo de la estabilidad de beta. capacitor

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través de la resistencia de base R_B es

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

Reordenando y sustituyendo $(I_B + I_C)$ por I_E, tenemos

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B R_B + (I_B + I_C) R_E = (R_B + R_E) I_B + R_E I_C$$

Sustituyendo I_C/β por I_B, encontramos que

$$V_{BB} - V_{BE} = (R_B + R_E)\frac{I_C}{\beta} + R_E I_C \qquad (10\text{-}3a)$$

Si el transistor se reemplaza con una unidad que tiene un nuevo valor de beta ($\beta + \Delta\beta$) la corriente del colector se convierte en ($I_C + \Delta I_C$). Sustituyendo estos nuevos valores en la Ec. 10-3a, tenemos

$$V_{BB} - V_{BE} = (R_B + R_E)\frac{I_C + \Delta I_C}{\beta + \Delta\beta} + R_E(I_C + \Delta I_C) \qquad (10\text{-}3b)$$

Restando la Ec. 10-3a de la Ec 10-3b

$$(R_B + R_E)\frac{I_C + \Delta I_C}{\beta + \Delta\beta} - (R_B + R_E)\frac{I_C}{\beta} + (R_E \Delta I_C) = 0$$

Simplificando las fracciones y agrupando términos se obtiene

$$[\beta(R_B + R_E) + \beta R_E(\beta + \Delta\beta)]\Delta I_C = (R_B + R_E)I_C \Delta\beta$$

Resolviendo para $\Delta I_C/I_C$, tenemos

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{R_B + R_E}{R_B + R_E + \beta R_E + \Delta\beta R_E}\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right)$$

Dividiendo entre ($R_B + R_E$), tenemos

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{1}{1 + (\beta + \Delta\beta)\dfrac{R_E}{R_E + R_B}}\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right) \qquad (10\text{-}4)$$

Si comparamos la Ec. 10-4 con la Ec. 10-2a, vemos que

$$\boxed{K = \frac{1}{1 + (\beta + \Delta\beta)\dfrac{R_E}{R_E + R_B}}} \qquad (10\text{-}5)$$

Si fuéramos a hacer derivaciones algebraicas, formales para K para todos los circuitos de transistores que usamos, deberíamos dedicar unas cuantas páginas para este propósito. En vez de esto, resumiremos los resultados de esas largas derivaciones.

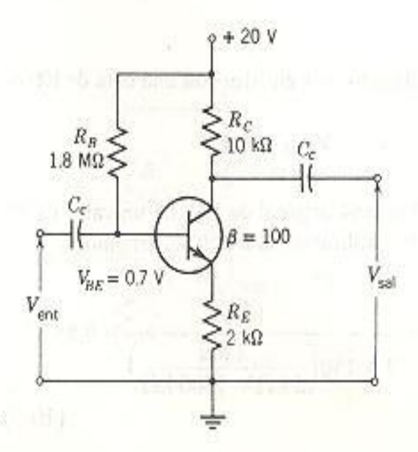
Fig. 10-3 Arreglos de circuitos de transistores. (*a*) Polarización obtenida de un divisor de voltaje. (*b*) Realimentación del colector a la base. (*c*) Realimentación del colector a la base, con realimentación en el emisor.

1. En el circuito mostrado en la Fig. 10-1, no hay resistencia externa de emisor en el circuito. En consecuencia R_E es cero y la sustitución de cero para R_E en la Ec. 10-5 produce un valor de 1 para K.
2. En un circuito amplificador emisor-seguidor empleamos los valores de R_B y R_E directamente en la Ec. 10-5.
3. En un circuito que utiliza un divisor de voltaje para obtener la polarización (Fig. 10-3*a*) empleamos el teorema de Thévenin para obtener un valor para R_B.

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{(10-6}a\text{)}$$

4. En un circuito que emplea realimentación del colector a la base (Fig. 10-3*b*) utilizamos.

$$R_E = R_C \qquad \text{(10-6}b\text{)}$$



Circuito para el Ej. 10-1.

5. En un circuito que utiliza realimentación de colector a base además de la realimentación del emisor (Fig. 10-3c) usamos

$$R_E = R_C + R'_E \qquad (10\text{-}6c)$$

Ejemplo 10-1

Determine el punto de operación para el circuito. Se sustituye un transistor con una beta de 150. Determine K y el nuevo punto de operación. Determine el cambio porcentual en I_C.

Solución

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito de base es

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

o

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E(1+\beta)I_B$$

Sustituyendo valores, tenemos

$$20\text{ V} = 1800\text{ k}\Omega \times I_B + 0.7\text{ V} + 2\text{ k}\Omega \times (101) \times I_B$$

Resolviendo, encontramos

$$I_B = 9.64\ \mu\text{A}$$

Así que

$$I_C = \beta I_B = 0.964\text{ mA}$$

y

$$I_E = (1+\beta)I_B = 0.974\text{ mA}$$

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito de colector es

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

Sustituyendo valores, tenemos

$$20\text{ V} = 10\text{ k}\Omega \times 0.964\text{ mA} + V_{CE} + 2\text{ k}\Omega \times 0.974\text{ mA}$$

$$V_{CE} = 8.4\text{ V}$$

Por lo tanto, el punto de operación utilizando un transistor con una beta de 100 es

$$\mathbf{I_{CQ} = 0.964\text{ mA}} \quad \text{y} \quad \mathbf{V_{CEQ} = 8.4\text{ V}}$$

Comparando la nueva beta de 150 con la beta original de 100, da un valor de 50 para $\Delta\beta$. Refiriéndonos a la Fig. 10-3b y utilizando la Ec. 10-5, tenemos

$$K = \frac{1}{1 + (\beta + \Delta\beta)\left(\dfrac{R_E}{R_E + R_B}\right)} = \frac{1}{1 + 150\left(\dfrac{2\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega + 1800\text{ k}\Omega}\right)} = \mathbf{0.857} \qquad (10\text{-}5)$$

Por la definición de K, Ec. 10-1

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = K\frac{\Delta \beta}{\beta} \qquad (10\text{-}1)$$

Sustituyendo valores, encontramos

$$\frac{\Delta I_C}{0.964} = 0.857\frac{50}{100}$$

Resolviendo, tenemos

$$\Delta I_C = 0.413 \text{ mA}$$

Por lo que el nuevo punto de operación, I'_{CQ} es

$$I'_{CQ} = I_C + \Delta I_C = 0.964 \text{ mA} + 0.413 \text{ mA} = 1.377 \text{ mA}$$

El nuevo valor de V'_{CE} puede obtenerse de

$$V_{CC} = R_C I_C + V'_{CE} + R_E I_E \qquad = R_C I'_{CQ} + V'_{CE} + R_E I'_E$$

o

$$V_{CC} = R_C I_C + V'_{CE} + R_E \frac{1+\beta}{\beta} I_C \qquad I_E = \frac{1+\beta}{\beta} I_C$$

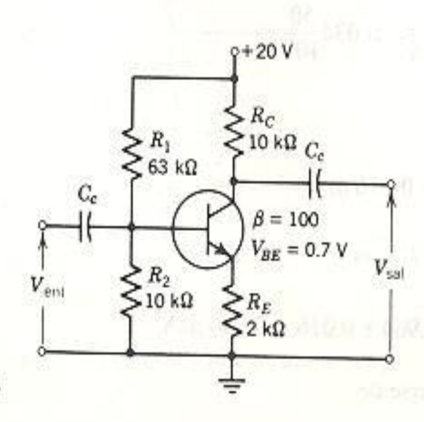
Sustituyendo los valores numéricos, obtenemos

$$20 \text{ V} = 10 \text{ k}\Omega \times 1.377 \text{ mA} + V'_{CE} + 2 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{151}{150}\right) 1.377 \text{ mA}$$

$$V'_{CE} = 3.46 \text{ V}$$

Por lo que el nuevo punto de operación usando un transistor con una beta de 150 es

$$\mathbf{I'_{CQ} = 1.377 \text{ mA}} \quad \text{y} \quad \mathbf{V'_{CEQ} = 3.46 \text{ V}}$$



Circuito para el Ej. 10-2.

El cambio porcentual en I_C es

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{I'_{CQ} - I_{CQ}}{I_{CQ}}100 = \frac{1.377\ \text{mA} - 0.964\ \text{mA}}{0.964\ \text{mA}}100 = \mathbf{42.8\%}$$

Ejemplo 10-2
Un transistor con una beta de 150 es sustituido en el circuito. Determine el valor de K y el nuevo punto de operación. Determine el cambio porcentual en I_C.

Solución
Los valores de R_1 y R_2 han sido seleccionados para dar el mismo punto de operación para un transistor con beta de 100 que determinamos en el Ej. 10-1.

$$I_{CQ} = 0.964\ \text{mA} \qquad \text{y} \qquad V_{CEQ} = 8.4\ \text{V}$$

El valor equivalente de R_B utilizando el teorema de Thévenin para el divisor de voltaje es

$R_E = 2K\Omega$, $R_C = 10K\Omega$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{63\ \text{k}\Omega \times 10\ \text{k}\Omega}{63\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega} = 8.63\ \text{k}\Omega \qquad (10\text{-}6a)$$

Utilizando este valor para R_B y un valor de 50 para $\Delta\beta$, tenemos

$$K = \frac{1}{1 + (\beta + \Delta\beta)\dfrac{R_E}{R_E + R_B}} = \frac{1}{1 + 150\dfrac{2\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega + 8.63\ \text{k}\Omega}} = \mathbf{0.034} \qquad (10\text{-}5)$$

Por la definición de K, Ec. 10-1, tenemos

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = K\frac{\Delta\beta}{\beta} \qquad (10\text{-}1)$$

Sustituyendo valores, encontramos

$$\frac{\Delta I_C}{0.964\ \text{mA}} = 0.034\frac{50}{100}$$

Resolviendo, tenemos

$$\Delta I_C = 0.016\ \text{mA}$$

Así que el nuevo punto de operación I'_{CQ} es

$$I'_{CQ} = I_C + \Delta I_C = 0.964 + 0.016 = 0.980\ \text{mA}$$

El nuevo valor del V'_{CE} puede obtenerse de

$$V_{CC} = R_C I_C + V'_{CE} + R_E \frac{1+\beta}{\beta} I_C$$

$$20\text{ V} = 10\text{ k}\Omega \times 0.980\text{ mA} + V'_{CE} + 2\text{ k}\Omega\left(\frac{151}{150}\right)0.980\text{ mA}$$

$$V'_{CE} = 8.23\text{ V}$$

El nuevo punto de operación utilizando un transistor con una beta 150 es

$$\mathbf{I'_{CQ} = 0.980\text{ mA} \quad \text{y} \quad V'_{CEQ} = 8.23\text{ V}}$$

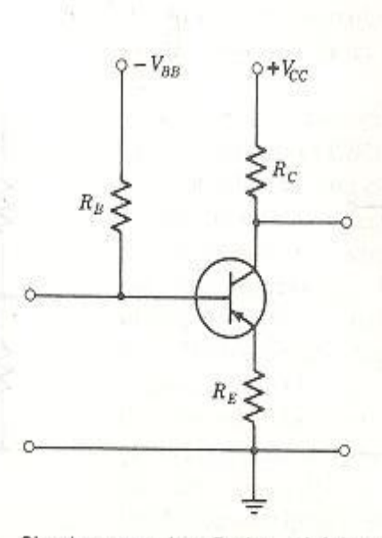
El punto de operación original para beta de 100 fue

$$I_{CQ} = 0.964\text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 8.4\text{ V}$$

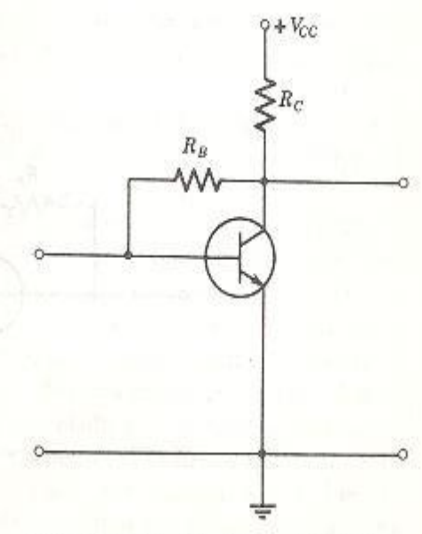
El cambio porcentual en I_C es

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{I'_{CQ} - I_{CQ}}{I_{CQ}}100 = \frac{0.980 - 0.964}{0.964}100 = \mathbf{1.7\%}$$

Cuando utilizamos el circuito amplificador simple de la Fig. 10-1, un cambio del 50% en β ocasionó que el punto de operación I_{CQ} se desplazara el 50% puesto que K es la unidad. Cuando le aumentamos la resistencia de realimentación del emisor utilizada en el Ej. 10-1, un cambio del 50% en β causó un cambio en el punto de operación I_{CQ} de sólo el 42.8%. Cuando utilizamos un arreglo con divisor de voltaje en el circuito de la base. Ej. 10-2, un cambio del 50% en β produjo el muy pequeño cambio del 1.7% en el punto de operación I_{CQ}.



Circuito para los Probs. 10-2.3 y 10-2.4.



Circuito para los Probs. 10-2.6 y 10-2.7.

Una comparación de estos tres juegos de datos del punto de operación muestra claramente la importancia de considerar la estabilidad de beta, K, en un circuito que va a ser usado en una producción en serie. Esto también muestra que, cuando cambiamos un transistor en un amplificador, podemos encontrar que las características de este último han cambiado de manera considerable.

Problemas

10-2.1 Repita el Prob. 10-1.1 utilizando la Ec. 10-1.

10-2.2 Repita el Prob. 10-1.2 utilizando la Ec. 10-1.

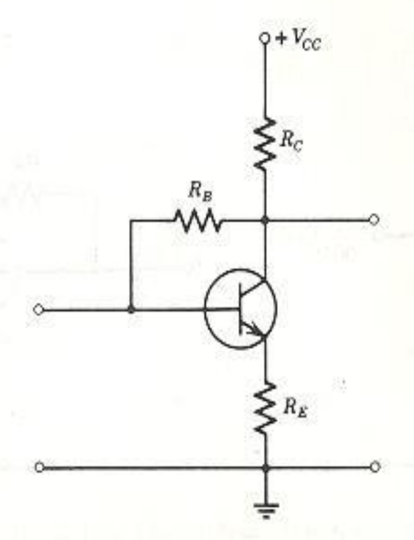
10-2.3 R_B es de 300 kΩ, R_C es de 2000 Ω, y R_E es de 1000 Ω. El transistor de silicio tiene una β de 50 y la fuente de voltaje es de 20 V. Determine el punto de operación y K. Si el cambio en la variación de β es de 35 y 75. ¿Cuál es el cambio en I_C? y ¿cuál es el cambio en V_{CE}?

10-2.4 Si R_B es de 750 kΩ. R_C es de 3.6 kΩ, y R_E es de 2000 Ω. El transistor de silicio tiene una β de 100 y la fuente de voltaje es de 10 V. Calcule K y el cambio en I_C para una variación de β de ±20%.

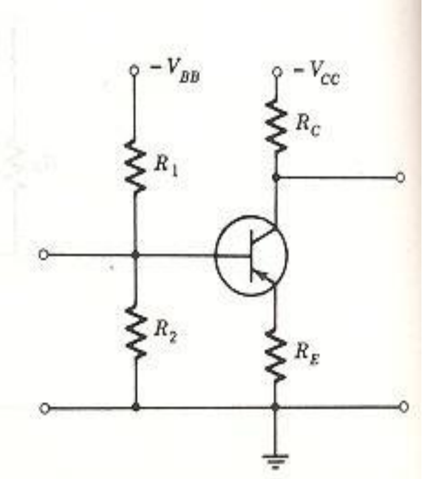
10-2.5 Use los datos proporcionados en el Prob. 10-2.4. Si el desplazamiento máximo permisible de la corriente de operación para una aplicación particular es ±20%. ¿Cuál margen de β es aceptable para el transistor?

10-2.6 V_{CC} es 20 V, R_C es de 3.9 kΩ, R_B es de 390 kΩ y β es de 100 para el transistor de silicio. Determine el punto de operación Q y K. Si se cambia el transistor por otro de β igual a 150, ¿cuál es el nuevo valor de I_C?

10-2.7 Si un transistor con una β de 50 se utiliza en el circuito del Prob. 10-2.6. ¿Cuál es el nuevo valor de I_C?



Circuito para los Probs. 10-2.8 y 10-2.9.



Circuito para los Probs. 10-2.10 y 10-2.11.

10-2.8 Si V_{CC} es 10 V, V_{CE} es de 4 V, R_E es de 1500 Ω, e I_C es 1 mA. Además, V_{BE} es 0.7 V, y β es de 100. Encuentre R_C y R_B. ¿Cuál es el nuevo valor de I_C y de V_{CE}?

10-2.9 Si V_{CC} es 10 V, R_C es de 4 kΩ, R_B es de 750 kΩ, R_E es de 2000 Ω, β es de 100 y V_{BE} es de 0.7 V. Encuentre I_C y K. Si la β del transistor varía de 50 a 150, ¿cuál es el margen de I_C?

10-2.10 Si R_2 es de 200 kΩ, R_C es de 3000 Ω, R_E es de 2000 Ω, y β es de 100 para el transistor de silicio. La fuente de voltaje es de 10 V. La R_1 se ajusta para fijar V_{CE} a 5 V. Determine R_1 e I_C. ¿Cuál es la variación de I_C si β varía de 60 a 140? ¿Cuál es el valor de K?

10-2.11 R_1 es de 75 kΩ, R_2 es de 33 kΩ, R_C es de 4.7 kΩ y R_E es de 1800 Ω. La fuente de voltaje es de 20 V, y la β del transistor de silicio es 30. Encuentre I_C. ¿Cuál es I_C cuando β es 20? ¿Cuál es el valor de K?

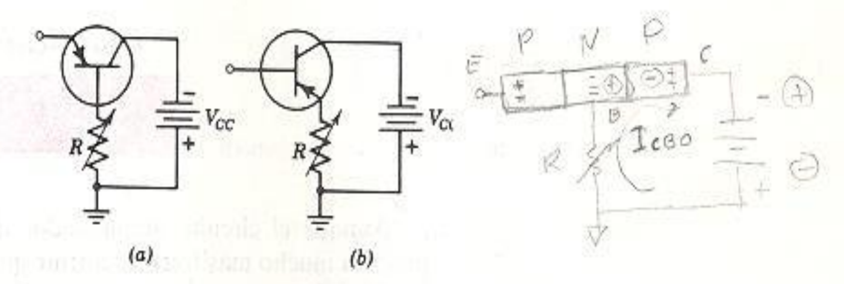


Fig. 10-4 Corriente de dispersión. (a) I_{CBO}. (b) I_{CEO}.

Sección 10-3 Corrientes de dispersión

Fuga

Vamos a realizar un experimento en un transistor *PNP* (Fig. 10-4*a*). El emisor se deja "flotando"; esto es, no se conecta a su terminal. Al colector se le aplica un voltaje de polarización inversa normal. El valor de *R* se aumenta desde cero hasta que podamos leer una caída de voltaje de cd del orden de los milivolts a través de *R*. Cuando tenemos una lectura adecuada, utilizamos la ley de Ohm para determinar la corriente en el transistor.

La corriente que medimos es I_{CBO}, *la corriente de dispersión* o de fuga. Los subíndices *CBO* se interpretan como "la corriente que fluye del colector a la base con el emisor abierto".

La unión base-colector está polarizada en forma inversa. Teóricamente, la corriente debería ser cero pero en realidad encontramos una corriente pequeña I_{CBO}. Para tener un flujo de corriente a través de esta unión, éste debe efectuarse como un resultado de una polarización directa. Una polarización directa requiere que los huecos estén presentes en el material *N* de la base y que los electrones estén presentes en el material *P* del colector. Esta situación se presenta debido a la ruptura de los enlaces covalentes, tanto en la base como en el colector. Por lo que I_{CBO} es una medida del número de enlaces covalentes rotos en el material *N* y en el material *P*. Siempre que la temperatura de una unión *PN* es mayor que el cero absoluto, tenemos estos *portadores de corriente minoritarios* presentes en los semiconductores.

Si tomamos la medición que describimos en la Fig. 10-4*a* y luego sostenemos al transistor con nuestros dedos, encontramos que I_{CBO} aumenta. El incremento en la temperatura producido por nuestros dedos rompe más enlaces covalentes y produce una corriente de dispersión mayor. Si la temperatura de un transistor llega a ser suficientemente alta, las corrientes de dispersión pueden sobrepasar a la corriente de operación normal I_C.

Ahora vamos a repetir el experimento utilizando el circuito mostrado en la Fig. 10-4*b*. La base está "flotando" en este circuito y la corriente que medimos es I_{CEO}. Encontramos que I_{CEO} es mucho mayor que I_{CBO}. En el circuito de la Fig. 10-4*b* todavía tenemos la corriente de dispersión del colector a la base I_{CBO}. Sin embargo, la acción del transistor en este circuito emisor-común multiplica por β a I_{CBO}. La corriente total en el colector y en el emisor es la corriente de dispersión original I_{CBO} más esta misma corriente multiplicada por β.

$$I_{CEO} = I_{CBO} + \beta I_{CBO}$$

$$I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO} \tag{10-7}$$

Aunque el circuito amplificador de emisor-común se utiliza en la práctica mucho más frecuentemente que el amplificador de base-común, los fabricantes proporcionan en sus hojas de datos el valor de I_{CBO} medido, normalmente a 25 °C. Algunas veces I_{CBO} se abrevia como I_{CO}. Algunos valores comunes de I_{CBO} se proporcionan en la Tabla 10-1.

Los portadores minoritarios de corriente deben estar presentes en cualquier transistor. Los más altamente refinados, que como consecuencia son los más caros, tienen valores mucho menores de I_{CBO} que los de las unidades de bajo costo. Asimismo, el valor de I_{CBO} en un transistor de silicio es mucho menor que el valor de I_{CBO} para un transistor de germanio.

Fuga

Tabla 10-1 Valores comunes de corriente de dispersión

I_{CBO}	$I_{C,\text{máx}}$	Transistor
10 μA	50 mA	*PNP* de Germanio para servicio de audio
3 mA	3 A	*PNP* de Germanio amplificador de potencia de audio
12 μA	10 mA	*PNP* de Germanio para receptores de radio
at 25°C 0.01 μA at 150°C 1 μA	1.5 A	*NPN* de Silicio amplificador de potencia a 150 MHz
20 nA	8 mA	*NPN* de Silicio amplificador de señal pequeña a 500 MHz
50 nA	200 mA	*NPN* de Silicio para amplificadores industriales críticos a 10 MHz

Los métodos de la física moderna muestran que las siguientes "reglas de dedo" son válidas.

1. *I_{CBO} duplica su valor por cada 10 °C de aumento en la temperatura para los transistores de germanio.*
2. *I_{CBO} duplica su valor por cada 6 °C de aumento en la temperatura para los transistores de silicio.*

Estas dos reglas deberán memorizarse.

Si el aumento en la temperatura es ΔT en °C, el número de veces que se duplica I_{CBO} es N.

$$N = \frac{\Delta T}{10} \quad \text{para germanio} \qquad (10\text{-}8a)$$

y

$$N = \frac{\Delta T}{6} \quad \text{para silicio} \qquad (10\text{-}8b)$$

y la corriente de dispersión a una temperatura mayor es

$$I'_{CBO} = 2^N I_{CBO} \qquad (10\text{-}8c)$$

La Ec. 10-7 puede sustituirse en la Ec. 10-8*c* para dar la corriente de dispersión I'_{CEO} a una temperatura elevada.

$$I'_{CEO} = (1 + \beta)2^N I_{CBO} \qquad (10\text{-}9)$$

Ejemplo 10-3

La corriente de dispersión I_{CBO} en un transistor es 2 μA. Si la temperatura ambiente se eleva a 90 °C. ¿Cuál es la corriente de dispersión para el transistor si es de germanio? ¿Y si es de silicio?

Solución

Para el transistor de germanio, la corriente de dispersión se duplica para cada 10 °C de aumento en la temperatura ambiente. Por lo tanto,

$$N = \frac{\Delta T}{10} = \frac{90}{10} = 9 \qquad (10\text{-}8a)$$

y la corriente de dispersión a temperatura alta es

$$I'_{CBO} = 2^N I_{CBO} = 2^9 \times 2\ \mu\text{A} = 1024\ \mu\text{A} = \mathbf{1.0\ mA} \qquad (10\text{-}8c)$$

Para el transistor de silicio, la corriente de dispersión se duplica para cada 6 °C de aumento en la temperatura ambiente. Por lo tanto

$$N = \frac{\Delta T}{6} = \frac{90}{6} = 15 \qquad (10\text{-}8b)$$

y la corriente de fuga a temperatura alta es

$$I'_{CBO} = 2^N I_{CBO} = 2^{15} \times 2\ \mu\text{A} = 65{,}536\ \mu\text{A} = \mathbf{65.5\ mA} \qquad (10\text{-}8c)$$

Ejemplo 10-4

La corriente de dispersión I_{CBO} en un transistor de silicio es de 25 nA. El valor de β es 70. Si el incremento en la temperatura ambiente es 80 °C, determine I'_{CEO}.

Solución

La corriente de dispersión se duplica por cada 6 °C de aumento en la temperatura ambiente. Por lo tanto

$$N = \frac{\Delta T}{6} = \frac{80}{6} = 13.33 \qquad (10\text{-}8b)$$

Así que

$$I'_{CEO} = (1 + \beta)2^N I_{CBO} = 71 \times 2^{13.33} \times 25\ \text{nA}$$
$$= 1.83 \times 10^7\ \text{nA} = \mathbf{18.3\ mA} \qquad (10\text{-}9)$$

La Tabla 10-1 muestra que los valores de I_{CBO} son mucho menores para las unidades de silicio que para las de germanio. Aunque I_{CBO} se duplica por cada 6 °C de aumento en la temperatura ambiente para los transistores de silicio contra los transistores de germanio que lo hacen cada 10 °C, el menor valor inicial de I_{CBO} del silicio es el factor crítico. Como resultado, las aplicaciones en alta temperatura están limitadas a los transistores de silicio.

Similarmente, ciertos dispositivos semiconductores, tales como el *SCR* y el triac, deben fabricarse de silicio debido al requerimiento de tener un valor inicial de corriente de dispersión muy pequeño.

Problemas

Del 10-3.1 al 10-3.6 Para cada transistor de la lista de la Tabla 10-1, suponga que la corriente de dispersión está establecida a 25 °C. Para cada uno de los transistores determine la temperatura a la cual I_{CEO} iguala el valor señalado en la lista para I_C. Suponga que β es 49 para cada unidad.

10-3.7 El máximo valor de I_{CBO} para un transistor a temperatura ambiente es 15 nA. Si β puede variar de 150 a 240 para este transistor. ¿Cuál es el intervalo de variación correspondiente para I_{CEO}?

10-3.8 La corriente de dispersión I_{CEO} es 75 μA y β es 135. ¿Cuál es I_{CBO}?

Sección 10-4 Sensibilidad a la temperatura

En la sección anterior mostramos que una corriente de dispersión que es insignificantemente pequeña a temperatura ambiente, puede llegar a ser de un gran valor a valores altos de temperatura. La corriente de dispersión se suma a la corriente del colector y causa un desplazamiento ΔI_C en I_C. Si la corriente del colector sin dispersión es I_C, la corriente del colector con dispersión es $(I_C + \Delta I_C)$.

En el amplificador de base-común un cambio en la corriente de dispersión (ΔI_{CBO}) se refleja directamente en la corriente del colector como un cambio en la misma,

$$\Delta I_C = \Delta I_{CBO}$$

Por lo tanto la razón de $\Delta I_C/\Delta I_{CBO}$ es la unidad.

En el amplificador de emisor-común básico, como el utilizado para desarrollar la Ec. 10-8 en la sección previa, el cambio en la corriente del colector es

$$\Delta I_C = \Delta I_{CEO} = (1+\beta)\Delta I_{CBO} \qquad (10\text{-}10)$$

Ahora ΔI_C es $(1 + \beta)$ veces I_{CBO}. Por lo que la razón $\Delta I_C/\Delta I_{CBO}$ es $(1 + \beta)$.

Estos dos casos dan los valores limitantes de 1.0 y $(1 + \beta)$, para la *sensibilidad a la temperatura, S*

$$S \equiv \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \qquad (10\text{-}11a)$$

donde

$$1 \leq S \leq (1+\beta)$$

La Ec. 10-11*a* puede ordenarse como

$$\Delta I_C = S \times \Delta I_{CBO} \qquad (10\text{-}11b)$$

La Ec. 10-11*b* muestra que un aumento en la corriente de dispersión se multiplica por S para dar el aumento correspondiente en la corriente del colector. Para el caso ideal, S es 1. Para el "peor caso" S es $(1 + \beta)$. Desde el punto de vista del circuito, S deberá hacerse tan pequeña como sea posible sin sacrificar las otras caracteristicas del circuito. Al resultado que resulta del compromiso se le llama *"trueque"*.

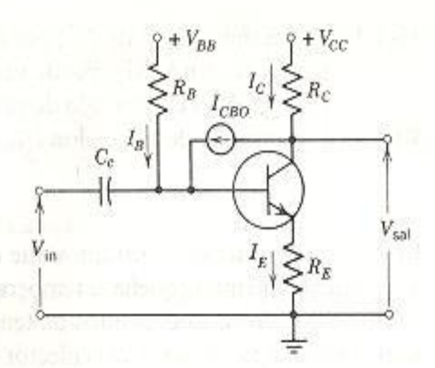


Fig. 10-5 Amplificador de emisor-común con resistencia en el emisor.

Analizaremos el mismo circuito utilizado en la Sec. 10-2 para sensibilidad de beta K. Este circuito se ha dibujado otra vez en la Fig. 10-5 con una modificación. La I_{CBO} se muestra como un generador de corriente conectado externamente del colector a la base.

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través de la base es

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

La corriente del emisor tiene dos términos

$I'_E \quad + \quad I_{CEO}$

$$I_E = (1+\beta)I_B + (1+\beta)I_{CBO}$$

Sustituyendo este valor de I_E en la ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff, tenemos

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + (1+\beta)R_E I_B + (1+\beta)R_E I_{CBO}$$

Resolviendo para I_B, tenemos

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E} - \frac{(1+\beta)R_E}{R_B + (1+\beta)R_E} I_{CBO}$$

La corriente del colector es

$$I_C = \beta I_B + (1+\beta)I_{CBO}$$

Sustituyendo el valor de I_B en la ecuación para I_C, tenemos

$$I_C = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E} - \frac{\beta(1+\beta)R_E}{R_B + (1+\beta)R_E} I_{CBO} + (1+\beta)I_{CBO}$$

Ahora permitámosle a I_{CBO} incrementarse a $I_{CBO} + \Delta I_{CBO}$, causando que I_C aumente a $I_C + \Delta I_C$.

$$I_C + \Delta I_C = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E} - \frac{\beta(1+\beta)R_E}{R_B + (1+\beta)R_E}(I_{CBO} + \Delta I_{CBO})$$
$$+ (1+\beta)(I_{CBO} + \Delta I_{CBO})$$

De esta ecuación restamos la expresión de I_C para obtener ΔI_C.

$$\Delta I_C = \left[(1+\beta) - \frac{\beta(1+\beta)R_E}{R_B + (1+\beta)R_E}\right]\Delta I_{CBO}$$
$$= \left[\frac{(1+\beta)R_B + (1+\beta)R_E}{R_B + (1+\beta)R_E}\right]\Delta I_{CBO}$$

dividiendo el numerador y el denominador por $(1 + \beta)$

$$\Delta I_C = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B/(1+\beta)}\Delta I_{CBO}$$

Comparando este resultado con la Ec. 10-11*b* nos muestra que la sensibilidad a la temperatura S es

$$\boxed{S = \frac{R_E + R_B}{R_E + \dfrac{R_B}{1+\beta}}} \qquad (10\text{-}12)$$

En la discusión de la estabilidad de beta K, no realizamos las derivaciones para otros circuitos amplificadores, pero presentamos los resultados finales. Si se hicieran estas derivaciones, encontraríamos que las reglas utilizadas para K también se aplican para S.

1. En el circuito mostrado en la Fig. 10-6*a*, no hay resistencia externa del emisor en el circuito. Así que, R_E es cero y la Ec. 10-12 se reduce a $(1 + \beta)$, el "peor caso".
2. En un circuito amplificador de emisor seguidor (Fig. 10-6*b*), usamos los valores de R_B y R_E directamente en la Ec. 10-12.
3. En un circuito que utiliza un divisor de voltaje para obtener la polarización (Fig. 10-6*c*), empleamos el teorema de Thévenin para obtener un valor para R_B.

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad (10\text{-}13a)$$

4. En un circuito que utiliza realimentación de colector a base (Fig. 10-6*d*), usamos

$$R_E = R_C \qquad (10\text{-}13b)$$

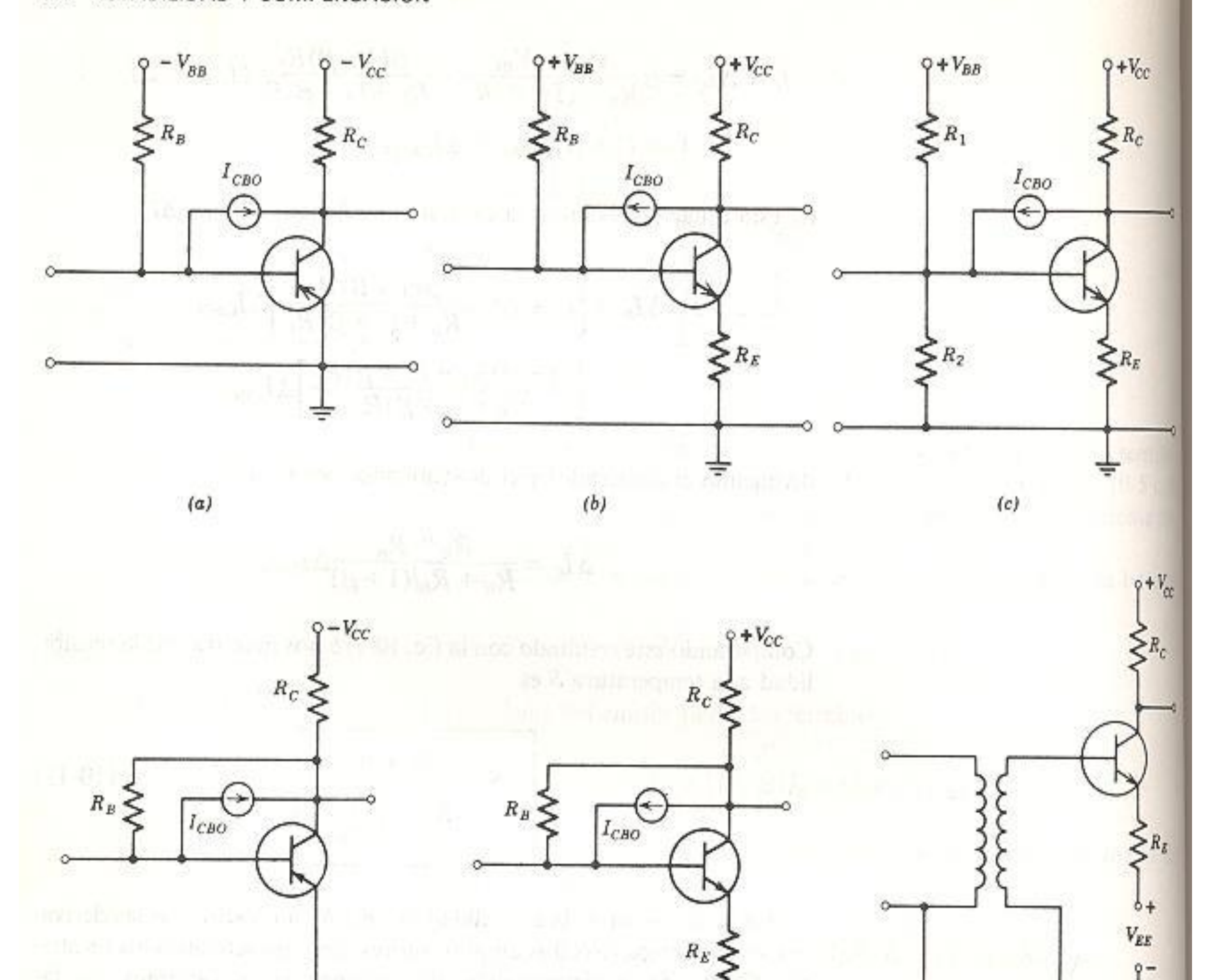
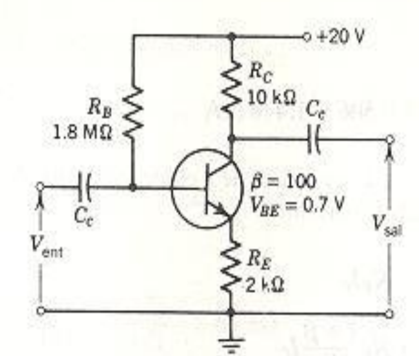


Fig. 10-6 Circuitos que muestran el método utilizado para determinar los valores de S.

5. En un circuito que utiliza realimentación de colector a base además de la realimentación del emisor (Fig. 10-6*e*), usamos

$$R_E = R_C + R_E' \tag{10-13c}$$

6. En un circuito en el cual R_B es cero (Fig. 10-6*f*), el valor de S en la Ec. 10-12 se reduce a 1. Esta es la condición ideal, en la cual I_C aumenta sólo la misma cantidad que aumenta I_{CBO}.



Circuito para el Ej. 10-5.

Ejemplo 10-5

El transistor de silicio tiene una corriente I_{CBO} de 10 nA a 20 °C. Encuentre el punto de operación del circuito a 75 °C.

Solución

Este es el circuito que se utilizó para ilustrar la sensibilidad de beta K en el Ej. 10-1. En este ejemplo, obtuvimos los valores del punto de operación.

$$I_{CQ} = 0.964 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 8.4 \text{ V}$$

Para determinar el valor de I_{CBO} a 75 °C, el número de veces que éste se duplica es

$$N = \frac{\Delta T}{6} = \frac{75-20}{6} = 9.167 \qquad (10\text{-}8b)$$

Por lo que

$$I'_{CBO} = 2^N I_{CBO} = 2^{9.167} \times 10 = 5750 \text{ nA} = 5.75\ \mu\text{A} \qquad (10\text{-}8c)$$

Empleamos I'_{CBO} como ΔI_{CBO} en la definición de la sensibilidad de la temperatura S en la Ec. 10-11a.
S se obtiene de la Ec. 10-12

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + \dfrac{R_B}{1+\beta}} = \frac{2\text{ k}\Omega + 1800\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega + \dfrac{1800\text{ k}\Omega}{1+100}} = 90.9 \qquad (10\text{-}12)$$

La definición de la sensibilidad a la temperatura S es

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \qquad (10\text{-}11a)$$

Sustituyendo los valores numéricos, tenemos

$$90.9 = \frac{\Delta I_C}{5.75\ \mu\text{A}}$$

$$\Delta I_C = 506\ \mu\text{A} = 0.506 \text{ mA}$$

El nuevo valor de I_c es

$$I_C + \Delta I_C = 0.964 + 0.506 = 1.470 \text{ mA}$$

Sustituyendo este nuevo valor de I_c en la ecuación de voltaje de malla de Kirchhoff a través del circuito del colector, tenemos.

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E \frac{1+\beta}{\beta} I_C$$

o

$$20 \text{ V} = 10 \text{ k}\Omega \times 1.470 \text{ mA} + V_{CE} + 2 \text{ k}\Omega \times \frac{101}{100} \times 1.470 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 2.33 \text{ V}$$

El punto de operación a 75 °C es

$$\mathbf{I'_{CQ} = 1.47 \text{ mA}} \quad \text{y} \quad \mathbf{V'_{CEQ} = 2.33 \text{ V}}$$

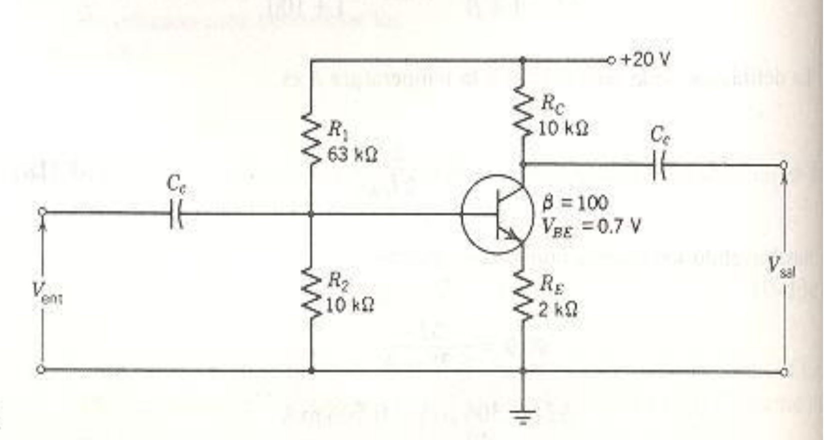
Ejemplo 10-6

El transistor de silicio tiene una corriente de dispersión I_{CBO} de 10 nA a 20 °C. Encuentre el punto de operación del circuito a 75 °C.

Solución

Este es el circuito que fue utilizado para ilustrar la estabilidad de beta K en el Ej. 10-2. También el punto de operación a temperatura ambiente es el mismo que el punto de operación que usamos en el Ej. 10-5.

$$I_{CQ} = 0.964 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 8.4 \text{ V}$$



Circuito para el Ej. 10-6.

También, el valor de ΔI_{CBO} es el mismo valor obtenido en el Ej. 10-5.

$$\Delta I_{CBO} = I'_{CBO} = 5.75\ \mu\text{A}$$

La resistencia equivalente del divisor de voltaje de polarización de la base dado por el teorema de Thévenin es

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{63\ \text{k}\Omega \times 10\ \text{k}\Omega}{63\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega} = 8.63\ \text{k}\Omega \qquad (10\text{-}6a)$$

Así, por la Ec. 10-12

$$S = \frac{R_E + R_B}{R_E + \dfrac{R_B}{1+\beta}} = \frac{2\ \text{k}\Omega + 8.63\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega + \dfrac{8.63\ \text{k}\Omega}{1+100}} = 5.10 \qquad (10\text{-}12)$$

La definición de la sensibilidad a la temperatura S es

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \qquad (10\text{-}11a)$$

Sustituyendo los valores numéricos, encontramos

$$5.10 = \frac{\Delta I_C}{5.75\ \mu\text{A}}$$

$$\Delta I_C = 29\ \mu\text{A} = 0.029\ \text{mA}$$

El nuevo valor de I_C es

$$I_C + \Delta I_C = 0.964 + 0.029 = 0.993\ \text{mA}$$

Sustituyendo en la ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito del colector, tenemos

$$V_{CC} + R_C I_C + V_{CE} + R_E\left(\frac{1+\beta}{\beta}\right) I_C$$

$$20\ \text{V} = 10\ \text{k}\Omega \times 0.993\ \text{mA} + V_{CE} + 2\ \text{k}\Omega\left(\frac{101}{100}\right)0.993\ \text{mA}$$

$$V_{CE} = 8.06\ \text{V}$$

El punto de operación a 75 °C es

$$\mathbf{I'_{CQ} = 0.993\ mA} \quad \text{y} \quad \mathbf{V'_{CEQ} = 8.06\ V}$$

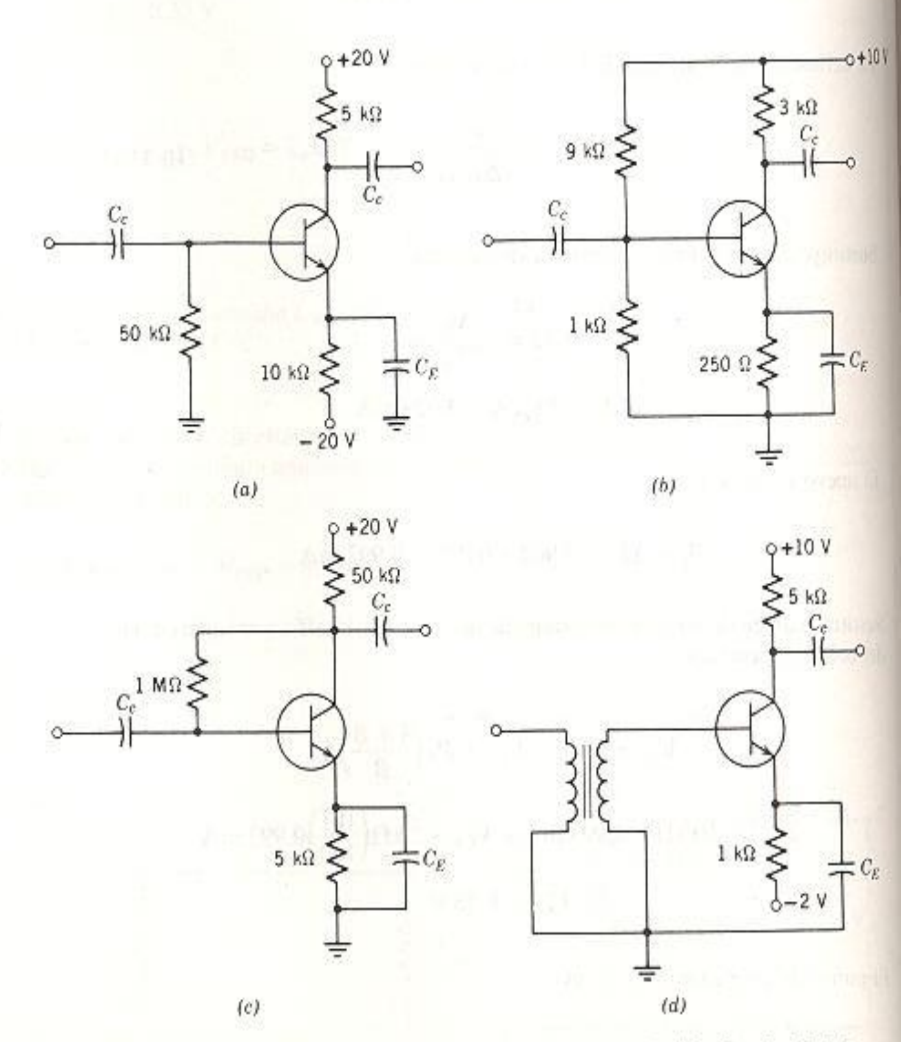
Recordando que el punto de operación a temperatura ambiente (20 °C) fue

$$I_{CQ} = 0.964 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 8.4 \text{ V}$$

vemos que la corriente de dispersión causa que la corriente del colector aumente de 0.964 mA a 0.9993 mA. Este es un incremento del 3% en la corriente del colector.

En el Ej. 10-5 el mismo aumento en la corriente de dispersión causó un aumento en la corriente del colector de 0.964 mA a 1.470 mA. Este es un cambio del 52%.

Una comparación de estos dos resultados muestra claramente la importancia de considerar el efecto sobre el circuito de un aumento en la temperatura ambiente.



Circuitos para el Prob. 10-4.10. (*a*) Circuito A. (*b*) Circuito B. (*c*) Circuito C. (*d*) Circuito D.

En un sentido general, es obvio que se puede hacer un mejoramiento simultáneo en la estabilidad de beta y en la sensibilidad a la temperatura. Un mejoramiento en una propiedad implica una mejora en la otra.

Problemas

10-4.1 En la Fig. 10-6*a*, R_B es de 200 kΩ, R_C es de 2 kΩ, y β es de 50. El transistor es *PNP* de germanio y la fuente de voltaje es de —20 V. Si a temperatura ambiente I_{CBO} es 0.1 μA, y su efecto en I_C es insignificante. ¿A qué temperatura se incrementará I_C el 50%?

10-4.2 En la Fig. 10-6*a*, R_B es de 10 kΩ, R_C es de 75 Ω, y β es de 60. El transistor *NPN* es de silicio y la fuente de voltaje es de +3V. A temperatura ambiente I_{CBO} es 50 nA y su efecto en I_C es insignificante. ¿A qué valor de temperatura se incrementará I_C el 40%?

10-4.3 En la Fig. 10-6*b*, R_B es de 300 kΩ, R_C es de 2000 Ω, R_E es de 1000 Ω y β es de 75. El transistor es de silicio y la fuente de voltaje es de 20 V. A temperatura ambiente I_{CBO} es 20 nA y su efecto en I_C es insignificante. ¿A qué valor de temperatura se incrementará I_C el 50%?

10-4.4 En la Fig. 10-6*b*, R_B es de 750 kΩ, R_C es de 3.9 kΩ, R_E es de 2000 Ω y β de 100. El transistor es de germanio y la fuente de voltaje es de 12 V. A temperatura ambiente I_{CBO} es 0.1 μA y su efecto en I_C a temperatura ambiente es insignificante ¿A qué valor de temperatura se incrementará I_C el 30%?

10-4.5 En la Fig. 10-6*c*, R_2 es de 100 kΩ, R_C es de 3000 Ω, R_E es de 1000 Ω, β de 150 y el transistor es de silicio. R_1 se ajusta para fijar V_{CE} a 4 V con una fuente de voltaje de 10 V. A temperatura ambiente I_{CBO} es 5 nA, y su efecto en I_C a temperatura ambiente es despreciable. ¿A qué valor de temperatura se incrementará I_C el 20%?

10-4.6 En la Fig. 10-6*d*, R_C es de 5 kΩ, y β es 60 para el transistor de germanio. R_B se ajusta para fijar V_{CE} a 2 V con una fuente de —4 V. A temperatura ambiente I_{CBO} es de 0.1 μA, y su efecto es insignificante en I_C. ¿A qué valor de temperatura se incrementará I_C el 15%?

10-4.7 En la Fig. 10-6*d*, R_C es de 39 kΩ y β es de 200 para el transistor de silicio. R_B se selecciona para fijar V_{CE} a 10 V con una fuente de voltaje de 20 V. A temperatura ambiente I_{CBO} es 30 nA y su efecto en I_C es insignificante. ¿A qué valor de temperatura se incrementará I_C el 20%?

10-4.8 Use un valor de 300 Ω para R_E en la Fig. 10-6*e* y los otros datos del Prob. 10-4.6. ¿Cuál es I_C a 80 °C?

10-4.9 Use el valor de 300 Ω para R_E en la Fig. 10-6*e* y los otros datos dados en el Prob. 10-4.6. ¿Cuál es I_C a 80 °C?

10-4.10 Si el transistor es de silicio, tiene un valor de 0.7 V para V_{BE} y de 100 para β. A 25 °C I_{CBO} es 1 μA y su efecto en I_C es insignificante. La máxima temperatura ambiente permisible para el transistor es 67 °C y el máximo desplazamiento en I_C es del 50%. ¿Cuál es la temperatura ambiente máxima de operación para cada uno de los cuatro circuitos? Utilice 25 °C como temperatura ambiente.

Sección 10-5 Estabilización del FET

La corriente del colector en un transistor (BJT) es una fuente de corriente controlada por corriente que depende del factor de amplificación (beta) y de la corriente de dispersión. La corriente del drenador en un FET es una fuente de corriente controlada por voltaje con la característica de que la corriente en la compuerta es cero. Así que no llegamos a involucrarnos ni en un concepto de K ni de S para el FET.

Sin embargo, encontramos que hay un amplio intervalo de variaciones en las especificaciones máxima y mínima para los valores de I_{DSS} que pueden esperarse en un lote grande de unidades. La Tabla 10-2 lista el intervalo de variación esperado para un tipo particular de FET.

Tabla 10-2 Intervalo de variación de los parámetros del FET.

	Valor máximo	Valor nominal	Valor mínimo
I_{DSS}	13 mA	9 mA	4.5 mA
V_P	−5.6 V	−4.0 V	−3.1 V

En la Fig. 10-7 se muestran tres diferentes amplificadores del FET. En la Fig. 10-8 se dan las características de transferencia y las líneas de carga correspondientes. Cada línea de carga para el circuito del drenador se dibuja para un voltaje V_{DD} de 13 V y para una resistencia de cd total de 1625 Ω. La intercepción de la línea de carga con el eje I_D es 13 V/1625 Ω u 8 mA. También, los circuitos están diseñados de tal forma que el punto de operación para el valor nominal es el mismo para los tres circuitos.

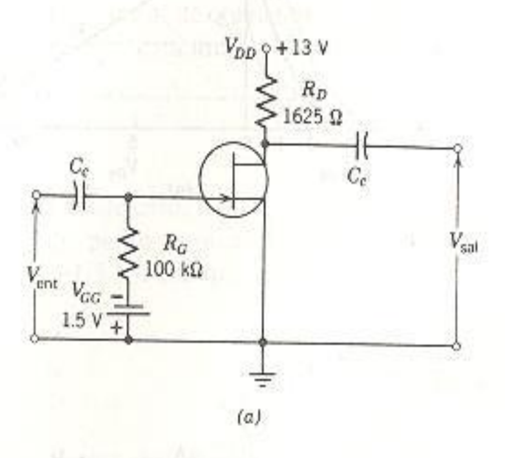
En el circuito Núm. 1, la polarización en la compuerta se deriva de una fuente V_{GG} de −1.5 V. Los puntos de operación se encuentran al dibujar una línea vertical en $V_{GS} = V_{GG} = -1.5$ V. Las intersecciones con las curvas de transferencia son los puntos C, A y B. Estos tres puntos se proyectan sobre la línea de carga para obtener los puntos de operación Q_2, Q y Q_1. Estas corrientes de los puntos de operación I_{DQ2} (el valor mínimo), I_{DQ} (el valor nominal), e I_{DQ1} (el valor máximo) están registrados en la Tabla 10-3. Los valores del punto de operación para V_{DS} se cal-

Tabla 10-3 Puntos de operación del amplificador de FET

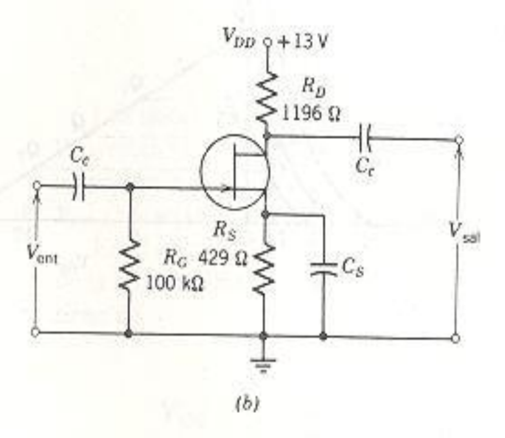
Circuito	R_D (ohms)	R_S (ohms)	I_{DQ1} (mA)	I_{DQ} (mA)	I_{DQ2} (mA)	V_{DSQ1} (V)	V_{DSQ} (V)	V_{DSQ2} (V)
No. 1	1625	0	7.0	3.5	1.2	1.6	7.3	11.1
No. 2	1196	429	5.1	3.5	2.1	4.7	7.3	9.6
No. 3	625	1000	4.3	3.5	2.8	6.0	7.3	8.5

culan de la ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito del drenador.

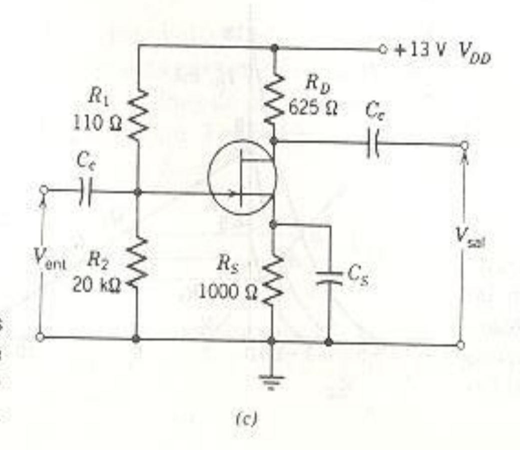
$$V_{DD} = R_D I_{DQ} + V_{DSQ} + R_S I_{DQ} \tag{10-14}$$



(a)

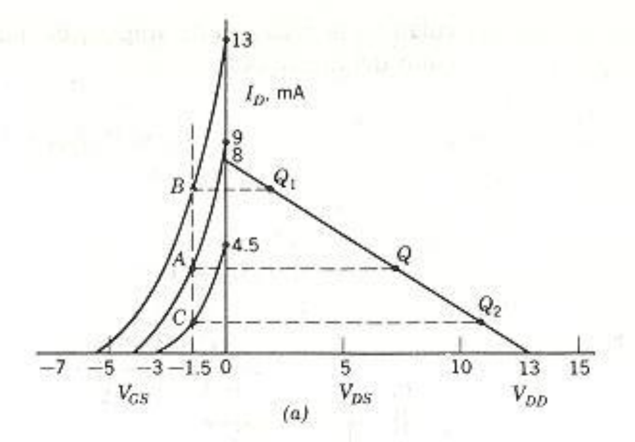


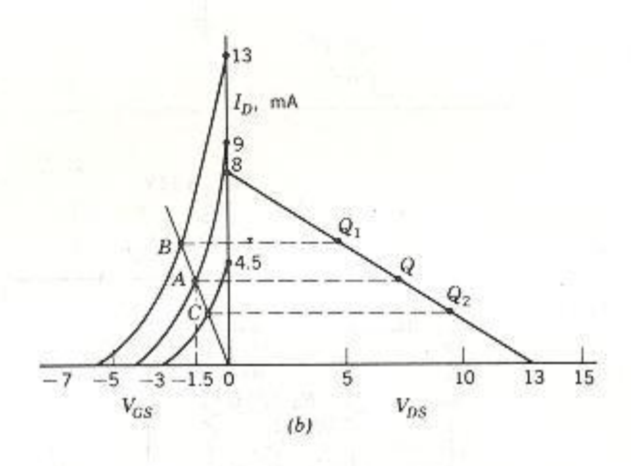
(b)



(c)

Fig. 10-7 Circuitos amplificadores con FET con diferentes arreglos de polarización. (a) Circuito Núm. 1 (b) Circuito Núm. 2. (c) Circuito Núm. 3.





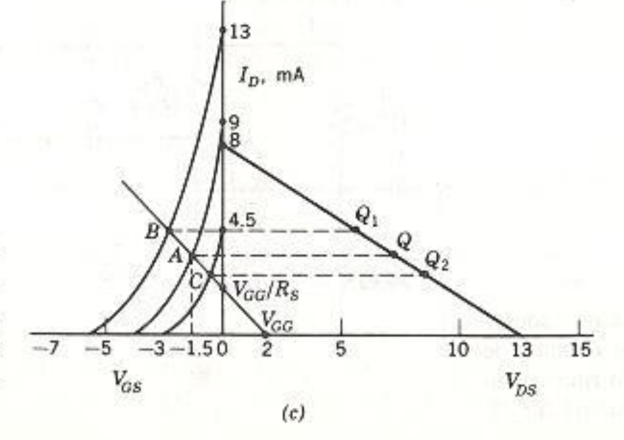


Fig. 10-8 Líneas de carga para los diferentes circuitos de polarización. (*a*) Línea de carga para el Circuito Núm. 1. (*b*) Línea de carga para el Circuito Núm. 2 (*c*) Línea de carga para el Circuito Núm. 3.

Los valores para V_{DSQ2}, V_{DSQ} y V_{DSQ1} se registran en la Tabla 10-3.

En el circuito Núm. 2, la polarización se deriva de la caída de voltaje de cd a través de la resistencia de la fuente R_S

$$V_{GG} = V_{GS} = R_S I_{DS} \qquad (10\text{-}15)$$

Los puntos de operación se encuentran construyendo una línea de polarización. Esta línea se dibuja en el juego de ejes I_{DS} — V_{GS} como

$$V_{GS} = -R_S I_{DS} \qquad (10\text{-}16)$$

En este caso, la línea de polarización que se requiere debe pasar a través del punto de operación de los valores nominales (I_{DQ} = 3.5 mA; V_{GS} = —1.5 V). Así que

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_{DQ}} = \frac{1.5\text{ V}}{0.0035\text{ A}} = 429\ \Omega$$

Puesto que $\qquad R_S + R_D = 1625\ \Omega$

$$R_D = 1625\ \Omega - 429\ \Omega = 1196\ \Omega$$

Los puntos de operación sobre la línea de polarización son C, A y B. Proyectando estos puntos sobre la línea de carga, tenemos los puntos de operación I_{DQ2}, I_{DQ} e I_{DQ1}. Los valores correspondientes de V_{DSQ2}, V_{DSQ} y V_{DSQ1} se calculan con la Ec. 10-4 y los resultados se ponen en la Tabla 10-3.

En el circuito Núm. 3, hay una polarización de cd fija que se obtiene de la red divisora formada por R_1 y R_2. Esta polarización es V_{GG} y se obtiene de

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} = \frac{20\text{ k}\Omega}{110\text{ k}\Omega + 20\text{ k}\Omega} 13\text{ V} = 2\text{ V} \qquad (10\text{-}17)$$

Este voltaje de polarización V_{GG} es positivo en tanto que la polarización neta para este FET debe ser negativa. El valor de V_{GG} es un desajuste para la línea de polarización como se muestra en la línea de carga del circuito Núm. 3 en la Fig. 10-8. Ahora la ecuación para la línea de polarización de R_S es

$$V_{GG} - (-V_{GS}) = R_S I_D \qquad (10\text{-}18)$$

En este punto donde V_{GS} es cero, tenemos el valor de corriente V_{GG}/R_S. Este es el valor de corriente en el que la línea de polarización cruza el eje I_D.

Para nuestro circuito, la línea de polarización debe pasar a través del punto de operación para el FET de valores nominales, los cuales son 3.5 mA a —1.5 V. Por lo que

$$2\text{ V} - (-1.5\text{ V}) = 0.0035\text{ A} \times R_S$$

o

$$R_S = \frac{3.5\text{ V}}{0.0035\text{ A}} = 1000\ \Omega$$

puesto que requerimos que

$$R_S + R_D = 1625\ \Omega$$

tenemos

$$1000\ \Omega + R_D = 1625\ \Omega$$

$$R_D = 625\ \Omega$$

Los puntos de operación sobre la línea de polarización son C, A y B. Estos puntos se proyectan sobre la línea de carga a Q_2 (I_{DQ2}), a Q (I_{DQ}) y a Q_1 (I_{DQ1}). Los valores correspondientes para V_{DSQ2}, V_{DSQ} y V_{DSQ1} se calculan de la Ec. 10-14 y los resultados se ponen en la Tabla 10-3.

Una inspección de los puntos de operación del Circuito Núm.1, muestra que Q_1 no está lejos de saturación y que Q_2 no está lejos de corte. El uso de la resistencia de polarización propia R_s mueve tanto a Q_1 como Q_2 más cerca de Q. Cuando se utilizan divisor de voltaje y R_s, Q_1 y Q_2 se acercan más a Q.

Deberá reconocerse que, cuando pasamos del Circuito Núm. 1 al Circuito Núm. 2 y al Circuito Núm. 3, los valores de R_D disminuyen. Puesto que el valor de g_m en Q es fijo para los tres circuitos, la ganancia de voltaje ($g_m R_D$) de la etapa se reduce como un *trueque* para obtener menos variación en el punto de operación.

Puesto que el FET es un dispositivo no lineal, un método matemático para resolver este problema es muy complicado, por lo que se emplea un método gráfico preferentemente. Los cálculos de los cambios porcentuales y de las variaciones de la ganancia se dejan para el conjunto de problemas.

Problemas Para los Probs. del 10-5.1 al 10-5.9 utilice los datos dados en la Tabla 10-2, Tabla 10-3, circuitos de la Fig. 10-7 y las líneas de carga de la Fig. 10-8.

10-5.1 ¿Cuál es el porcentaje de variación en I_{DQ} y en V_{DSQ} para el Circuito Núm. 1? Utilice los valores nominales como valores de referencia.

10-5.2 Repita el Prob. 10-5.1 para el Circuito Núm. 2.

10-5.3 Repita el Prob. 10-5.1 para el Circuito Núm. 3.

10-5.4 Determine la ecuación de g_m para el FET que tiene como especificación los valores máximos.

10-5.5 Determine la ecuación de g_m para el FET que tiene como especificación los valores nominales.

10-5.6 Determine la ecuación de g_m para el FET que tiene como especificación los valores mínimos.

10-5.7 Calcule las ganancias del Circuito Núm. 1 en Q_2, Q y Q_1. ¿Cuál es el porcentaje de variación en la ganancia utilizando los valores nominales como referencia?

10-5.8 Repita el Prob. 10-5.7 para el Circuito Núm. 2.

10-5.9 Repita el Prob. 10-5.7 para el Circuito Núm. 3.

10-5.10 Un FET tiene un valor nominal para I_{DS} de 10 mA con V_P especificado de —4 V. El valor mínimo esperado para I_{DSS} es 5 mA con un V_P de —2 V. El valor máximo esperado para I_{DSS} es 15 mA con un V_P de —6 V. El FET es utilizado en el Circuito Núm. 2 de la Fig. 10-7 que tiene los siguientes valores: $V_{DD} = 24$ V, $R_G = 100$ kΩ, $R_S = 500$ Ω y $R_D = 1500$ Ω. Construya una gráfica similar a la línea de carga para el Circuito Núm. 2, de la Fig. 10-7, proporcionando la localización de los puntos de operación Q_1, Q y Q_2 que son los límites para este FET. ¿Cuáles son las ganancias de voltaje del circuito en los puntos de operación?

10-5.11 El FET utilizado en el Prob. 10-5.10 es ahora usado en el Circuito Núm. 3, de la Fig. 10-7. Ahora, $R_1 = 100$ kΩ, $R_2 = 20$ kΩ, $R_S = 1000$ Ω y $R_D = 2400$ Ω; la fuente de voltaje es de 24 V. Dibuje las curvas parecidas a la línea de carga del Circuito Núm. 3 de la Fig. 10-7, y determine los puntos de operación Q_1 Q y Q_2. ¿Cuál es la ganancia de voltaje del circuito en cada punto de operación?

Sección 10-6 Polarización y compensación con diodos

El valor de V_{BE} se toma como 0.3 V para una unión de germanio y 0.7 V para la de silicio. Estos valores son válidos para temperatura ambiente, pero deben corregirse para otras temperaturas. En las unidades de germanio V_{BE} disminuye 1.6 mV/°C y en las unidades de silicio disminuye 2.0 mV/°C. Las correcciones son necesarias sólo en el caso que V_{BB} o V_{EE} sean de valor muy bajo.

El amplificador mostrado en la Fig. 10-9*a* tiene un diodo D_1 colocado en el circuito del emisor que compensa contra los cambios en V_{BE} que se presentan cuando cambia la temperatura ambiente. Para facilitar el análisis el circuito de polarización que comprende a V_{CC}, R_2 y R_1 se convierte por el teorema de Thévenin a una V_{BB} y R_B equivalente como se muestra en la Fig. 10-9*b*. La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través de la base es

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E - V_{D1}$$

donde V_{D1} es la caída de voltaje a través del diodo D_1, causada por el valor de V_{EE} y R_A. Así que

$$V_{BB} = R_B I_B + R_E I_E + (V_{BE} - V_{D1})$$

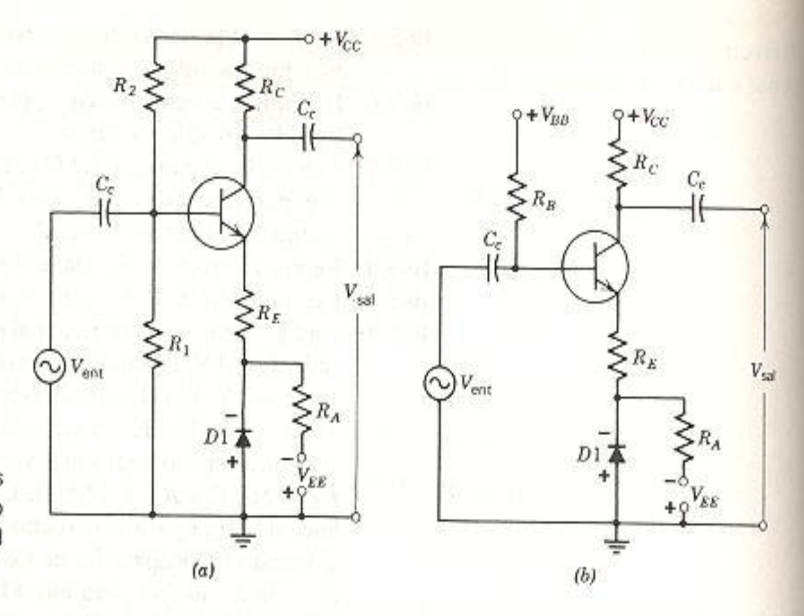


Fig. 10-9 Compensación con diodos de variaciones de V_{BE}. (*a*) Circuito real. (*b*) Circuito modificado para el análisis.

si
$$V_{BE} = V_{D1}$$

entonces
$$V_{BB} = R_B I_B + R_E I_E$$

Por lo que, cuando se selecciona un diodo que tendrá las mismas características de variación de V_{D1} que las de V_{BE}, la ecuación es independiente de V_{BE} y se consigue la compensación perfecta. La dificultad práctica que se presenta es la selección de un diodo que tenga la variación exacta requerida para la compensación. Por consiguiente, se hace un compromiso para conseguir la compensación tan aproximada como sea posible. Es posible utilizar dos diodos en serie y también obtener un grado de compensación para cambios en β.

El circuito mostrado en la Fig. 10-10 utiliza un diodo para compensar los desplazamientos en el punto de operación causados por cambios en

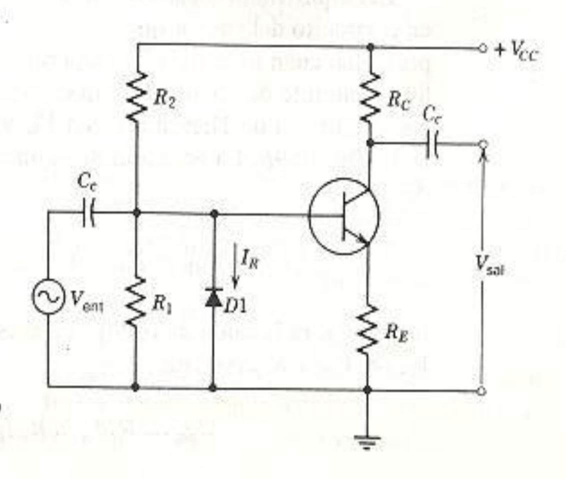


Fig. 10-10 Compensación con diodo para I_{CBO}.

Problemas adicionales Para todos los circuitos, $V_{BE} = 0.7$ V (silicio); $\beta = 50$, e $I_{CBO} = 20$ nA a 20 °C.

10-1 Encuentre I_{CQ} y V_{CEQ}. Determine K. Utilizando este valor de K, determine cuál es el valor de I_{CQ} y de V_{CEQ} si se reemplaza el transistor por otro de $\beta = 75$.

10-2 Utilizando los datos del Prob. 10-1, ¿cuál es el valor de I_{CQ} y de V_{CEQ} si se cambia el transistor por uno de $\beta = 30$?

10-3 Resuelva el Prob. 10-1 para el nuevo circuito.

10-4 Resuelva el Prob. 10-2 para el nuevo circuito.

10-5 Resuelva el Prob. 10-1 para el nuevo circuito.

10-6 Resuelva el Prob. 10-2 para el nuevo circuito.

10-7 En el Prob. 10-1 no se toma en cuenta el efecto de I_{CBO}. Si lo consideramos, ¿cuál es el error porcentual que cometemos si no tomamos en cuenta I_{CBO} a temperatura ambiente?

10-8 ¿A qué valor de temperatura ambiente I_{CBO} causará la saturación del transistor?

10-9 ¿A qué valor de temperatura ambiente I_{CBO} causará que I_{CQ} se incremente el 20%?

10-10 Determine el valor de S para el circuito. Utilizando S. ¿A qué valor de temperatura ambiente I_{CBO} causará que I_{CQ} se incremente el 10%?

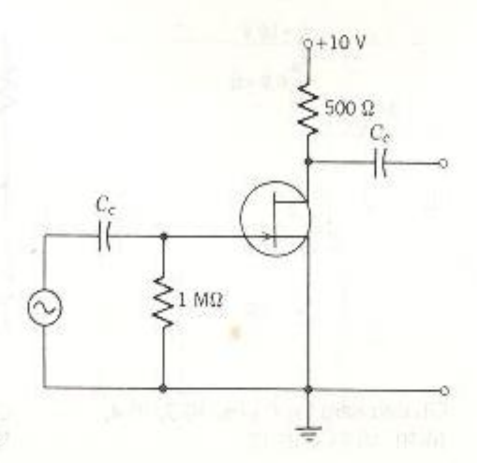
10-11 Determine el valor de S para el circuito. Utilizando S, a una temperatura ambiente de 100 °C, determine I_{CQ}.

10-12 Resuelva el Prob. 10-11 para una temperatura ambiente de 60 °C.

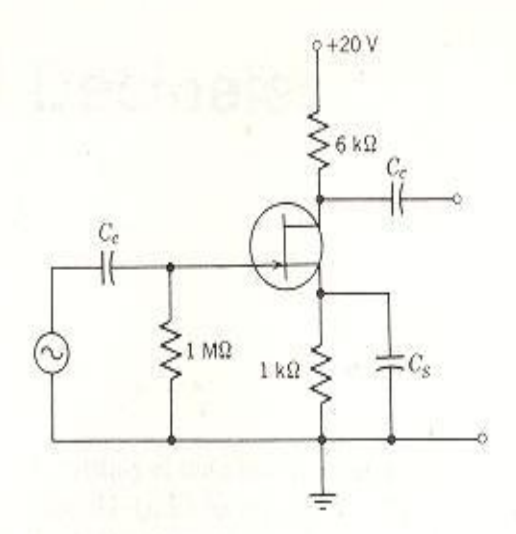
10-13 Determine el valor de S para el circuito. Utilizando el valor de S, para una temperatura ambiente de 60 °C, determine I_{CQ}.

10-14 Resuelva el Prob. 10-13 para una temperatura ambiente de 100 °C.

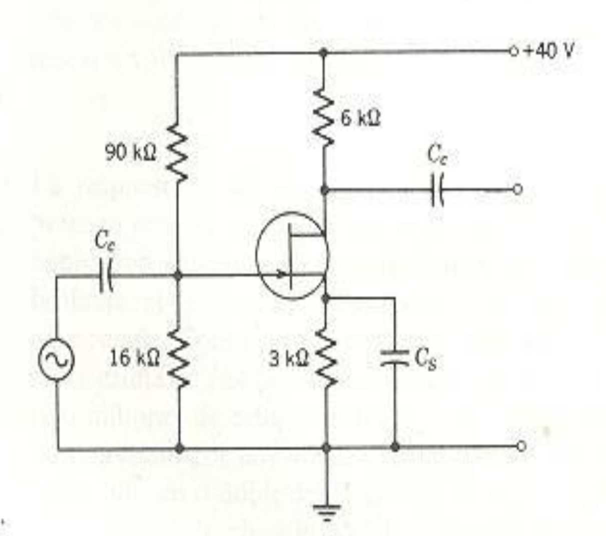
Los valores nominales ($Q1$) para el FET son 7.2 mA para I_{DSS} y -4 V para V_P. Los valores máximos ($Q2$) son 10-8 mA para I_{DSS} y -6 V para V_P. Y los valores mínimos ($Q3$) son 3.6 mA para I_{DSS} y -2 V para V_P.



Circuito para el Prob. 10-15.



Circuito para el Prob. 10-16.



Circuito para el Prob. 10-17.

10-15 ¿Cuáles son los valores para I_D y V_{DS} si cada uno de los puntos $Q1$, $Q2$ y $Q3$ se usa en el circuito?

10-16 ¿Cuáles son los valores para I_D y V_{DS} si cada uno de los puntos $Q1$, Q2 y $Q3$ se usa en el circuito?

10-17 ¿Cuáles son los valores para I_D y V_{DS} si cada uno de los puntos $Q1$, $Q2$ y $Q3$ se usa en el circuito?

11 Decibeles

La vista y el oído humano requieren de un sistema no lineal de medición (Sec. 11-1). El decibel (Sec. 11-2) se inventó para cubrir esta necesidad de medición pero, al mismo tiempo, conserva el sistema decimal en la definición. Se da una revisión corta de los logaritmos (Sec. 11-3). En la práctica, los decibeles son comúnmente determinados de los valores de resistencia y voltaje medidos (Sec. 11-4).

Sección 11-1 La necesidad de un sistema de medición no lineal

La respuesta sensorial humana es no lineal. Como un ejemplo que muestra esta no linealidad, un simple cerillo, cuando se enciende en una habitación oscura, produce una brillantez perdurable. Con luz de Sol brillante, el cerillo del mismo tamaño, no emite una luz notable cuando se enciende. Como otro ejemplo, el ruido de un insecto puede interrumpir la calma de una noche tranquila de verano. Por otro lado, se necesitarían millones de estos insectos para ser oídos sobre el estruendo de un tren pasando por la vía. En una habitación oscura, dos cerillos encendidos producen el doble del efecto que produce uno solo en la respuesta del ojo humano. En plena luz del día, se necesitarían dos soles para producir el doble del efecto que produce uno solo en la visión humana. Estos hechos indicarían que la respuesta real podría ser del orden:

Pasos de respuesta igual	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Cantidad de la causa	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1	2	4	8	16

Cada paso sucesivo en la causa duplica la cantidad previa, sin embargo, el cambio en la respuesta es lineal.

Una indicación adicional de la utilidad de tal esquema está dada por el sistema utilizado en música. En música, un incremento en una octava duplica el tono o frecuencia. La frecuencia de referencia usada es A arriba de la C intermedia a 440 Hz. Si el tono relativo se representa en una gráfica en un eje lineal correspondiente a las teclas de un piano, como en la Fig. 11-1, vemos que la escala de la frecuencia es no lineal.

En matemáticas, el proceso de tomar los logaritmos de los números convierte una escala no lineal, tal como la escala musical, en una escala



Fig. 11-1 Escala de frecuencias en música.

lineal. Como cada octava en la escala musical es una multiplicación de la frecuencia de la octava precedente por dos, la expansión de una octava en una escala logarítmica es *log 2* y es el mismo número para cualquier octava.

En las gráficas que muestran la respuesta en frecuencia donde la variable independiente es la frecuencia, ésta se representa en una gráfica como el logaritmo de base 10 de la frecuencia. Puesto que ésta es la práctica convencional normal se dispone de papel gráfico llamado *papel semilogarítmico* en el cual uno de los ejes es logarítmico y el otro es lineal. Si utilizáramos papel gráfico ordinario para las curvas de respuesta en frecuencia, se necesitaría calcular los logaritmos de las diferentes frecuencias utilizadas. En el papel gráfico semilogarítmico, se diseña la placa impresora del grabado de tal manera que divide proporcionalmente a los logaritmos de una escala del eje. Cuando se utiliza este papel, no hay necesidad de calcular los logaritmos; este trabajo fue hecho en el diseño original del papel gráfico. Si se desea representar de 20 a 20 000 Hz, el eje logarítmico requerido sería de 10 a 100 a 1000 a 10 000 a 100 000 o papel semilogarítmico de cuatro ciclos. Para representar de 20 a 8000 Hz, se necesitaría un eje logarítmico de 10 a 100 a 1000 a 10 000 o un papel semilogarítmico de tres ciclos.

Sección 11-2 El decibel

En honor a Alexander Graham Bell, el logaritmo a base 10 de la razón de dos potencias se define como un *bel*:

$$\text{Número de beles} \equiv \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

donde P_2 y P_1 representan las dos potencias que se comparan.

El bel como una unidad es incómodo para uso general. Para tener resultados numéricos convenientes en los problemas y aplicaciones, definimos el *decibel dB* como un décimo del bel:

$$dB \equiv 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \text{ dB} \tag{11-1}$$

El símbolo dB se utiliza para el símbolo de la cantidad y el símbolo de la unidad para el decibel.

En el trabajo de audio, un cambio en el nivel de potencia de un decibel es escasamente perceptible al oído. Un cambio de dos decibeles es ligeramente aparente.

Sección 11-3 Logaritmos

Puesto que el decibel se define como un logaritmo, se debe estudiar la técnica del proceso matemático de obtención de logaritmos. Puede darse una definición matemática formal a un logaritmo. Si se expresa un número N en la forma de la potencia x de 10, el logaritmo de N en base 10 es x. Si

$$N = 10^x \tag{11-2a}$$

luego

$$\log_{10} N = x \tag{11-2b}$$

Utilizando la Ec. 11-2*a* y la Ec. 11-2*b*, podemos escribir

Puesto que $10{,}000 = 10^4$ luego $\log_{10} 10{,}000 = 4$

$$1000 = 10^3 \qquad \log_{10} 1000 = 3$$

$$100 = 10^2 \qquad \log_{10} 100 = 2$$

$$10 = 10^1 \qquad \log_{10} 10 = 1$$

$$1 = 10^0 \qquad \log_{10} 1 = 0$$

$$0.1 = \frac{1}{10} = 10^{-1} \qquad \log_{10} 0.1 = -1$$

$$0.01 = \frac{1}{100} = 10^{-2} \qquad \log_{10} 0.01 = -2$$

$$0.001 = \frac{1}{1000} = 10^{-3} \qquad \log_{10} 0.001 = -3$$

$$0.0001 = \frac{1}{10{,}000} = 10^{-4} \qquad \log_{10} 0.0001 = -4$$

Por lo tanto, cuando el número N se hace más pequeño cada vez y se aproxima a cero, el valor de $\log_{10} N$ se hace cada vez un número negativo mayor que tiende al infinito negativo.

Los números 4, 3, 2, 1, 0, −1, −2, −3 y −4 se conocen como la *característica*. La característica numéricamente es uno menos aquel número de dígitos en el número a la izquierda del punto decimal. Si el número fuera 834.24, la característica es 2. Esto significa que el logaritmo del número se encuentra entre 2 y 3. Si el número fuera 8342.4, el logaritmo tendría la característica 3 y estaría entre 3 y 4. El decimal exacto del logaritmo se llama *mantisa*. La mantisa para 834.24 es la misma que para 8342.4. También es la misma para 8 342 400 o 8.3424. La mantisa se determina por la secuencia de los dígitos y no por el punto decimal. La ubicación del punto decimal en el número original determina la característica.

Cuando utilizamos una calculadora científica, ponemos el número N en la calculadora en la manera convencional. Luego oprimimos la tecla (o teclas) para obtener el valor del $\log_{10}$ en la pantalla. Algunos ejemplos son:

$$\log_{10} 834240 = 5.921$$
$$\log_{10} 74 \times 10^5 = 6.869$$
$$\log_{10} 231 = 2.364$$
$$\log_{10} 3.85 = 0.585$$
$$\log_{10} 1.005 = 0.002166 = 2.166 \times 10^{-3}$$
$$\log_{10} 0.020 = -1.699$$
$$\log_{10} 0.20 = -0.699$$
$$\log_{10} 0.375 = -0.426$$
$$\log_{10} 0.000674 = -3.171$$
$$\log_{10} 4.23 \times 10^{-8} = -7.374$$

La Ec. 11-2*b* relaciona N y x como:

$$\log_{10} N = x \qquad (11\text{-}2b)$$

Si se toma esta ecuación como el enunciado inicial, podemos escribir

$$N = 10^x \qquad (11\text{-}2a)$$

Este procedimiento inverso se utiliza para determinar el *inverso del logaritmo* o el *antilogaritmo*. Si tenemos x como el valor del $\log_{10}$ del número desconocido N, N se determina encontrando la potencia x de 10 (Ec. 11-2*a*). En la calculadora científica colocamos el número x en ella y presionamos la tecla (o teclas) para determinar 10^x. El valor numérico de x puede ser un número positivo o negativo. Algunos ejemplos son:

Si $\log_{10} N = 4$	luego $N = 10{,}000$	or $N = 10^4$
$\log_{10} N = 2$	$N = 100$	or $N = 10^2$
$\log_{10} N = 0.254$	$N = 1.795$	
$\log_{10} N = 3.621$	$N = 4178$	or $N = 4.178 \times 10^3$

$\log_{10} N = -2.00 \qquad N = 0.01 \qquad \text{or } N = 10^{-2}$
$\log_{10} N = -4.84 \qquad N = 0.00001445 \quad \text{or } N = 1.445 \times 10^{-5}$

Problemas

11-3.1 Determine el logaritmo de los números siguientes: (*a*) 2650, (*b*) 132, (*c*) 756 000, (*d*) 1.46, (*e*) 294 × 10^{16}, (*f*) 0.0023, (*g*) 0.874, (*h*) $\frac{1}{16}$, (*i*) $\frac{3}{64}$, (*j*) 84 × 10^{-6}.

11-3.2 Determine los números cuyos logaritmos son: (*a*) 2.46, (*b*) 6.92, (*c*) 14.20, (*d*) 23.3, (*e*) 0.024, (*f*) −5.78, (*g*) 0, (*h*) −27.4, (*i*) $\frac{1}{16}$, (*j*) 7.23.

Sección 11-4 Cálculo de decibeles

En la Sec. 11-2, definimos el decibel como

$$dB \equiv 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \tag{11-1}$$

Hablando con propiedad, un decibel es una medida de una razón de potencias, aunque es muy frecuente tomar las medidas en términos de voltaje, corriente o impedancia. En la mayoría de las aplicaciones, la impedancia es puramente resistiva. Si hacemos

$$P_2 = V_2^2/R_2 \quad \text{y} \quad P_1 = V_1^2/R_1$$

La sustitución en la Ec. 11-1 produce

$$dB = 10 \log_{10} \frac{V_2^2/R_2}{V_1^2/R_1} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2 R_1}{V_1^2 R_2} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2}{V_1^2} + 10 \log_{10} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\boxed{dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} + 10 \log_{10} \frac{R_1}{R_2}} \tag{11-3}$$

Cuando R_1 y R_2 tienen el mismo valor, la Ec. 11-3 se reduce a

$$\boxed{dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}} \tag{11-4}$$

Si esta relación en decibeles se evalúa en términos de corrientes en vez de voltajes, tenemos

$$P_1 = I_1^2 R_1 \quad \text{y} \quad P_2 = I_2^2 R_2$$

Luego

$$dB = 10 \log_{10} \frac{I_2^2 R_2}{I_1^2 R_1}$$

y

$$dB = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1} + 10 \log_{10} \frac{R_2}{R_1}$$

Ejemplo 11-1

El voltaje a través de un altoparlante es 2.3 V y, cuando se avanza el control de volumen, el voltaje en el altavoz cambia a 4.8 V. Determine el incremento de la salida en decibeles.

Solución

No usamos el factor de corrección 10 $\log_{10} R_1/R_2$ porque ambas medidas se toman a través del mismo valor de resistencia. Por lo que, la Ec. 11-4 se usa directamente.

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \qquad (11\text{-}4)$$

$$dB = 20 \log_{10} \frac{4.8}{2.3} = \mathbf{+6.4\ dB}$$

Ejemplo 11-2

El voltaje de entrada a una linea de transmisión es 64 V y el voltaje de salida es 18 V. Determine la pérdida en decibeles en la línea de transmisión.

Solución

Puesto que el voltaje de salida es menor que el de entrada, la linea de transmisión debe mostrar una pérdida de ganancia, esto es, un número negativo para los decibeles. Utilizando la Ec. 11-4, encontramos que

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \qquad (11\text{-}4)$$

$$dB = 20 \log_{10} \frac{18}{64} = \mathbf{-11.0\ dB}$$

Ejemplo 11-3

Un micrófono entrega 36 mV a un amplificador de entrada de 300-Ω. La máxima potencia de ca en un sistema de bocinas de 16-Ω es 15 W. Determine la ganancia del amplificador en decibeles.

Solución Núm. 1
La ganancia puede determinarse utilizando la relación de potencia.

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \qquad (11\text{-}1)$$

Tenemos la potencia de salida (P_2) como un dato e igual a 15 W. Podemos determinar la potencia de entrada de

$$P_1 = \frac{V_1^2}{R_1} = \frac{0.036^2}{300} = 4.32 \times 10^{-6}\ \text{W}$$

Sustituyendo en la Ec. 11-1, tenemos

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \log_{10} \frac{15}{4.32 \times 10^{-6}} = \mathbf{+65.4\ dB}$$

Solución Núm. 2
Alternativamente, la ganancia puede determinarse a partir de la ecuación derivada.

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} + 10 \log_{10} \frac{R_1}{R_2} \qquad (11\text{-}3)$$

El voltaje en el sistema de bocinas se obtiene de

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R_2}$$

$$15 = \frac{V_2^2}{16}$$

$$V_2 = 15.48\ \text{V}$$

Sustituyendo en la Ec. 11-3, tenemos

$$dB = 20 \log_{10} \frac{15.48\ \text{V}}{0.036\ \text{V}} + 10 \log_{10} \frac{300\ \Omega}{16\ \Omega} = 52.7 + 12.7 = \mathbf{+65.4\ dB}$$

Cuando no se especifica la impedancia, puede suponerse que los dos valores son iguales. Así que el término correctivo $\log_{10} R_1/R_2$ es cero. Es una práctica común en el cálculo de decibeles insistir que el signo + o − esté asociado con el valor numérico. Por ejemplo, un + 7 dB significa una ganancia o un aumento en el nivel de 7 dB mientras que − 4 dB significa una disminución en el nivel o una pérdida de 4 dB. Algunas veces se expresan estos números como *7 dB arriba* y *4 dB abajo*.

Los valores en dB proporcionados en la Tabla 11-1 son números muy utilizados. Las razones de potencia son razones de números enteros ($\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$, 1, 2 y 4) que se usan con frecuencia para especificar las propieda-

Tabla 11-1 Valores de uso común en decibeles

Decibeles	Razón de voltaje	Razón de potencia
-6	$\frac{1}{2}$ o 0.500	$\frac{1}{4}$ o 0.250
-3	$1/\sqrt{2}$ o 0.707	$\frac{1}{2}$ o 0.500
0	1	1
$+3$	$\sqrt{2}$ o 1.414	2
$+6$	2	4

des de los dispositivos electrónicos. La razón de voltaje de $1/\sqrt{2}$ se usa para definir el ancho de banda y la Q en circuitos de ca. En términos de dB, el ancho de banda y la Q se determinan por los valores de -3 dB.

Referencias de cero dB

Con frecuencia es útil tener un medidor que esté calibrado para dar lecturas en decibeles. Puesto que la definición del término *decibel* establece que éste se deriva de una razón de potencias, puede utilizarse un wattmetro con una escala diferente. Estos wattmetros especiales son utilizados principalmente para medir señales de radiofrecuencia altas pero son caros. Un vóltmetro de ca comúnmente sirve como un medidor de decibeles con ciertas restricciones. Como la potencia a 12 V a través de 30 Ω no es la misma que para 12 V a través de 4000 Ω, el medidor de decibeles necesita la especificación adicional de que su escala es exacta sólo cuando se utiliza el medidor con la impedancia especificada para la cual se calibró el instrumento.

Hay muchas y diferentes referencias estándares para cero dB. Cinco de ellas que son de uso común son:

1. Cero dB se refiere a una potencia de 6 mW disipada en una resistencia de 500 Ω.

   El valor del voltaje de referencia correspondiente a 0 dB es

$$P = \frac{V^2}{R}$$

$$0.006\ \text{W} = \frac{V^2}{500\ \Omega}$$

   Resolviendo para V, tenemos

$$V = 1.73\ \text{V}$$

2. Cero dB se refiere a la potencia de 1 mW disipada en una resistencia de 600 Ω.

El valor del voltaje de referencia correspondiente a 0 dB es

$$P = \frac{V^2}{R}$$

$$0.001 \text{ W} = \frac{V^2}{600\ \Omega}$$

Resolviendo para V, tenemos

$$V = 0.774 \text{ V}$$

3. Cero dB se refiere a la disipación de 1 mW de potencia. A esta referencia se le da el símbolo de *dBm*, y no depende del valor de la impedancia de carga. Los cálculos se realizan utilizando

$$dBm = 10 \log_{10} \frac{P_2}{0.001 \text{ W}} \text{ dBm} \qquad (11\text{-}6)$$

4. Cero dB se refiere al nivel de 1.0 V. A esta referencia se le da el símbolo de *dBV* y es independiente del valor de cualquier carga resistiva. Los cálculos se realizan utilizando

$$dBV = 20 \log_{10} V_2 \text{ dBV} \qquad (11\text{-}7)$$

La referencia *dBV* es idealmente adecuada para formar las especificaciones en condiciones de circuito abierto.

5. *La unidad de volumen (VU)*. Cero VU se refiere a la potencia de 1 mW disipada en una carga resistiva de 600 Ω.
La VU es usada principalmente en el campo de la radiodifusión, y es utilizada solamente para leer los niveles de potencia en ondas complejas, tales como en líneas de programación transmitiendo conversaciones o música. La unidad de volumen cero significa que una onda compleja de 0-VU tiene la misma potencia promedio contenida que tiene una onda senoidal de 1 mW a una frecuencia de 1000 Hz.

Problemas

11-4.1 La ganancia de un amplificador es + 46 dB. El amplificador entrega 3 W a una carga de 4 Ω. Si la resistencia de entrada del amplificador es 150 000 Ω. ¿Cuál es el voltaje de entrada necesario para producir la potencia de salida plena?

11-4.2 La resistencia de entrada a un amplificador es 175 Ω, y su resistencia de salida es 3000 Ω. Si la ganancia del amplificador es + 28 dB. ¿Cuál es la ganancia de voltaje del amplificador?

11-4.3 Un amplificador excita una carga de 16 Ω. El valor nominal del nivel de zumbido del amplificador es 90 dB abajo del valor nomi-

nal de la potencia de salida plena, la cual es 80 W. ¿Cuál es el nivel de zumbido en la carga y qué voltaje produce el zumbido a través de la misma?

11-4.4 La resistencia de entrada de un amplificador es 75 Ω y la corriente de entrada es 6 mA. La resistencia de salida es 1500 Ω y el voltaje de salida es 16 V. ¿Cuál es la ganancia de voltaje del amplificador y cuál es la ganancia de potencia? Exprese ambas ganancias en decibeles.

11-4.5 La entrada a una línea de transmisión de 50 Ω y 1400 pies es 64 V. La salida es 12 V cuando la carga es ajustada (50 Ω). ¿Cuál es la pérdida de la línea de transmisión expresada en decibeles por cien pies? ¿Por cien metros?

11-4.6 El captador de un fonógrafo produce 15 mV a través de una entrada de 35 Ω. Un sistema de altavoz de 60 W tiene una impedancia de 16 Ω. ¿Cuál es la ganancia mínima del amplificador en dB, necesaria para producir la potencia de salida plena?

La ecuación general que se usa para la transmisión de señales de radio a través del espacio libre es

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2$$

donde

G_t es la ganancia de la antena de transmisión
G_r es la ganancia de la antena receptora
R es la distancia en metros al vehículo espacial desde la Tierra
P_t es la potencia del transmisor
P_r es la potencia del receptor
y λ es la longitud de onda de la señal de radio en metros expresada por $(300/f)$ donde f es la frecuencia en MHz.

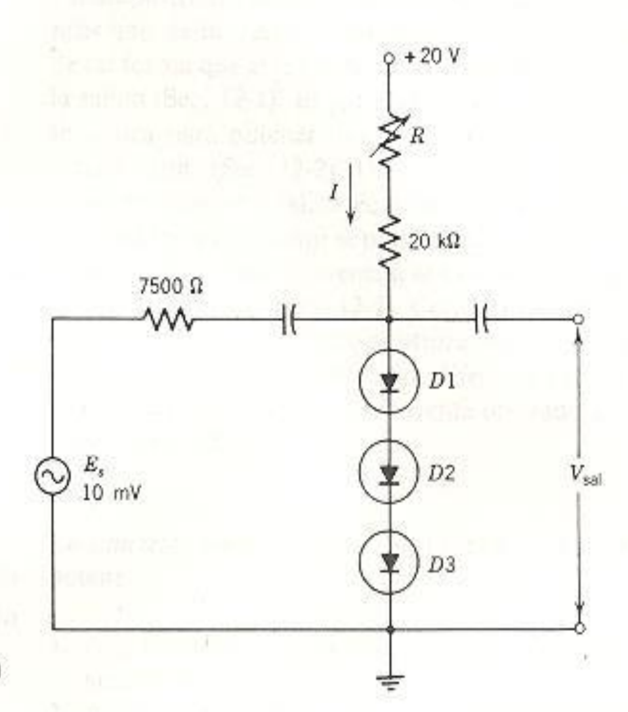
$\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2$ es la "pérdida espacial" de la señal al viajar a través del espacio.

11-4.7 El vehículo espacial Mariner llevó un transmisor operando a 480 MHz. La antena del vehículo espacial tenía una ganancia de + 12 dB. La antena receptora usada para rastrear al Mariner tenía una ganancia de + 80 dB y una impedancia de 50 Ω. ¿Cuál fue la señal de voltaje disponible en la antena rastreadora de las señales enviadas por el vehículo espacial?

11-4.8 La Luna está a aproximadamente 368 000 km de la Tierra. Si se envía una onda de radio a la Luna, el 15% de la señal se refleja y regresa. En la Tierra se dispone de una antena que tiene una ganancia de + 80 dB con un receptor que puede responder a una se-

ñal en un nivel de − 110 dBm. Usando una antena idéntica para la transmisión a 100 MHz, ¿qué potencia de transmisión se requiere en la Tierra para obtener una señal reflejada de la Luna?

11-4.9 Se conectan en serie tres diodos para servir como un atenuador variable. Suponga que la caída de voltaje de cd en polarización directa a través de cada diodo es 0.5 V y que la resistencia de ca de cada diodo está dada por 25 mV/I. R es un potenciómetro. Determine V_{sal} cuando R se pone a un valor de 0 Ω, a 80 kΩ, a 230 kΩ, a 500 kΩ y a 2 MΩ. Sin tomar en cuenta los términos de corrección por nivel de impedancia, ¿cuál es la pérdida del atenuador en decibeles para cada valor del potenciómetro dado?



Circuito para el Prob. 11-4.9

12 Amplificadores especiales

Un amplificador de acoplamiento directo de dos etapas puede utilizar el principio de la simetría complementaria. Este circuito puede ordenarse de tal forma que el nivel de cd de la entrada sea idéntico al nivel de cd en la salida (Sec. 12-1). El par Darlington, una forma del emisor seguidor, se utiliza para obtener una ganancia de corriente y una resistencia de entrada altas (Sec. 12-2). Un amplificador diferencial puede ordenarse para producir una salida equilibrada (Sec. 12-3) o desequilibrada (con una sola terminal) como se presenta en la Sec. 12-4. Los efectos de un desequilibrio en el par diferencial se evalúan para definir la razón de rechazo de modo común (Sec. 12-5). Con el fin de mejorar la razón de rechazo de modo común, a menudo se utiliza la estabilización con corriente constante en un circuito amplificador diferencial (Sec. 12-6). El amplificador diferencial es el bloque constituyente utilizado en el amplificador operacional (Sec. 12-7).

Sección 12-1 El amplificador de simetría complementaria

La *simetría complementaria* es el concepto de conexión de circuito para obtener:

1. Amplificadores de etapas múltiples sin utilizar los capacitores de acoplamiento.
2. Amplificadores de potencia de push-pull o en contrafase sin necesidad de utilizar transformadores (Sec. 14-6)

Los fabricantes proporcionan *pares de simetría complementaria*. Por ejemplo, la RCA Corporation produce el par RCA1C10 y RCA1C11 para su uso en amplificadores de 12 watts. El RCA1C10 es un transistor *NPN* y el RCA1C11 es un *PNP*, cada uno tiene especificaciones de magnitudes idénticas para los valores máximos de P_C, I_B, I_C, V_{CE} (V_{CEO}), y V_{CB} (V_{CBO}).

El circuito de la Fig. 12-1 utiliza dos transistores. En este ejemplo, Q_1 es un transistor *PNP* y Q_2 es un *NPN*. Para entender la operación del circuito, los voltajes de cd de operación se dan en el diagrama. Puesto que el voltaje de la base de Q_1 es -3.2 V y el voltaje del emisor es -3 V, el emisor es 0.2 V positivo con respecto a la base, lo cual es la polarización correcta para un transistor *PNP*. El colector, -10 V, está conectado a la

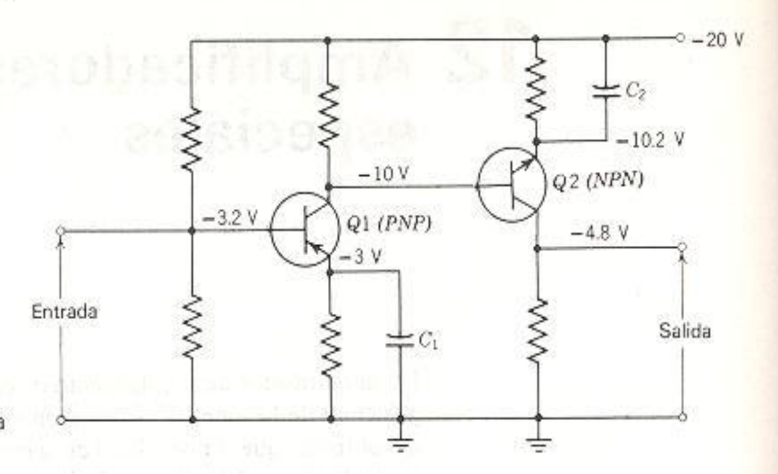


Fig. 12-1 Circuito que muestra la simetría complementaria.

base de Q_2. El voltaje del emisor de Q_2 es −10.2 V. El emisor de Q_2, la unidad *NPN*, es negativo con respecto a la base. El voltaje del colector de Q_2 es −4.8 V, haciéndolo menos negativo o positivo con respecto al emisor. La distribución de voltaje de este circuito se muestra en la Fig. 12-2, donde se pueden observar los voltajes relativos de los electrodos de los transistores. Ajustando los valores de las resistencias, el potencial de salida de cd puede hacerse el mismo que el potencial de entrada de cd.

Este amplificador de dos etapas tiene dos etapas de emisor común conectadas en cascada sin capacitores de acoplamiento. Cada etapa del amplificador produce una inversión de fase de 180° dando por resultado que la señal de entrada y la de salida están en fase.

Problemas 12-1.1 Los elementos activos de un amplificador *CI* de dos etapas acopladas directamente tienen los valores siguientes.

$Q1$: $V_{BE} = 150\text{ mV}$, $r'_e = 50\text{ mV}/I_E$, $\beta = 40$
$Q2$: $V_{BE} = 180\text{ mV}$, $r'_e = 50\text{ mV}/I_E$, $I_C = 1.4\text{ mA}, \beta = 35$
$D1$: $r'_e = 50\text{ mV}/I$, $V_F = 700\text{ mV}$

Cero volts (tierra)

Entrada B E Q1 PNP C

Salida C Q2 NPN B E

Dirección del incremento del voltaje negativo

Dirección del incremento del voltaje positivo

Alimentación (− 20 V)

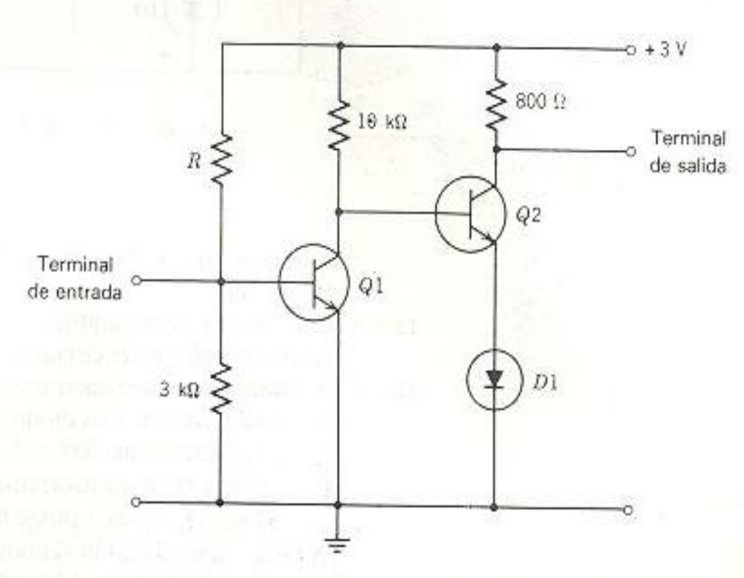
Fig. 12-2 Niveles de voltaje de operación en simetría complementaria.

Determine el valor de R y los niveles de cd en las terminales de entrada y de salida. ¿Cuál es la ganancia de voltaje del circuito y cuál es el voltaje de salida de pico-a-pico máximo sin resorte?

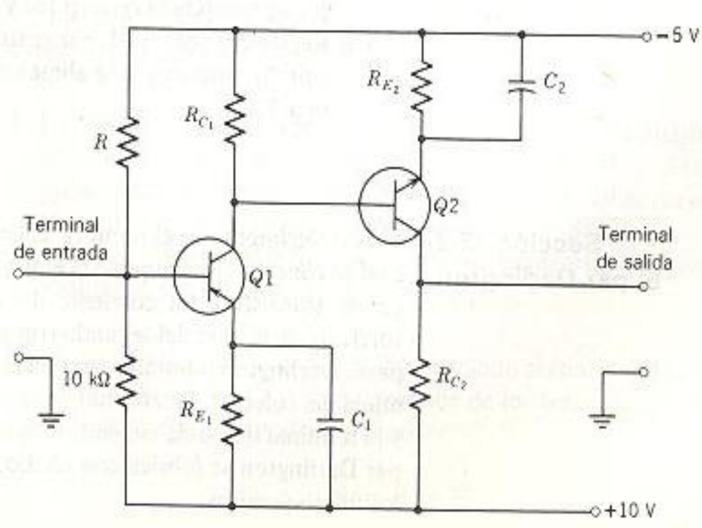
12-1.2 Un *CI* (circuito integrado) hecho con las especificaciones del Prob. 12-1.1 ahora tiene un valor de 50 para la β de cada transistor. ¿Cuál es el efecto del incremento de β en el comportamiento del *CI*?

12-1.3 Los niveles de cd en la terminal de entrada y en la de salida deben ser cero sin señal en el amplificador de simetría complementaria. Ambos transistores tienen las características:

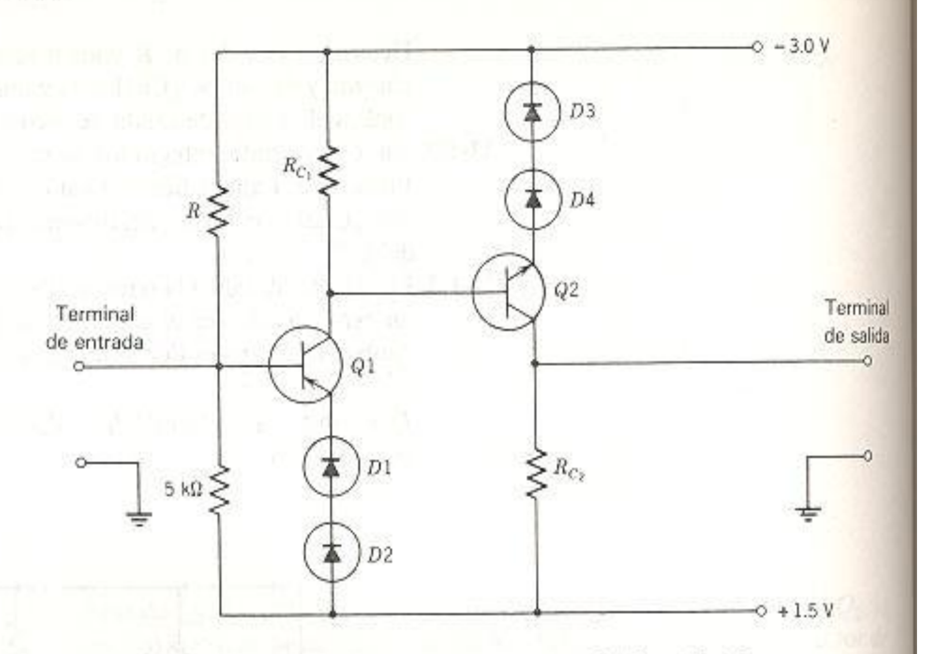
$$I_C = 5\text{ mA},\quad r'_e = 50\text{ mV}/I_E,\quad V_{BE} = 0.25\text{ V},\quad V_{CE} = 3\text{ V},$$
y $\beta = 50$



Circuito para los Probs. 12-1.1 y 12-1.2



Circuito para los Probs. 12-1.3 y 12-1.4



Circuito para los Probs. 12-1.5 y 12-1.6

Determine los valores de las resistencias y la ganancia de voltaje del circuito.

12-1.4 Si se omite C_2 del amplificador del Prob. 12-1.3, ¿cuál es la ganancia de voltaje del circuito?

12-1.5 El amplificador de simetría complementaria utiliza diodos en el circuito del emisor. Los diodos tienen una caída de voltaje en polarización directa de 600 mV, y una resistencia de ca dada por $R_e' = 50\ \text{mV}/I$. Para los transistores, β es 50, V_{BE} es 300 mV, y $r_e' = 50\ \text{mV}/I_E$. I_{C_1} es 1 mA e I_{C_2} es 5 mA. Los niveles de cd de la entrada y la salida están al potencial de tierra. Determine los valores de resistencia requeridos y la ganancia de voltaje del circuito.

12-1.6 Repita el Prob. 12-1.5 si se usan tres diodos en serie en cada circuito de emisor y si la alimentación del voltaje positivo se aumenta a 2.1 V.

Sección 12-2 El par Darlington

El *par Darlington* es el nombre asignado a un circuito (Fig. 12-3*a*) en el cual se conecta directamente el emisor de un transistor a la base de un segundo transistor. La corriente del emisor del primer transistor es la corriente de la base del segundo transistor. Se dispone comercialmente de pares Darlington montados en una cápsula de sólo tres terminales: la terminal del colector, la terminal de entrada de la base del primer transistor, y la terminal de salida del emisor del segundo transistor. La conexión del par Darlington se fabrica con facilidad de dos transistores adyacentes en los microcircuitos.

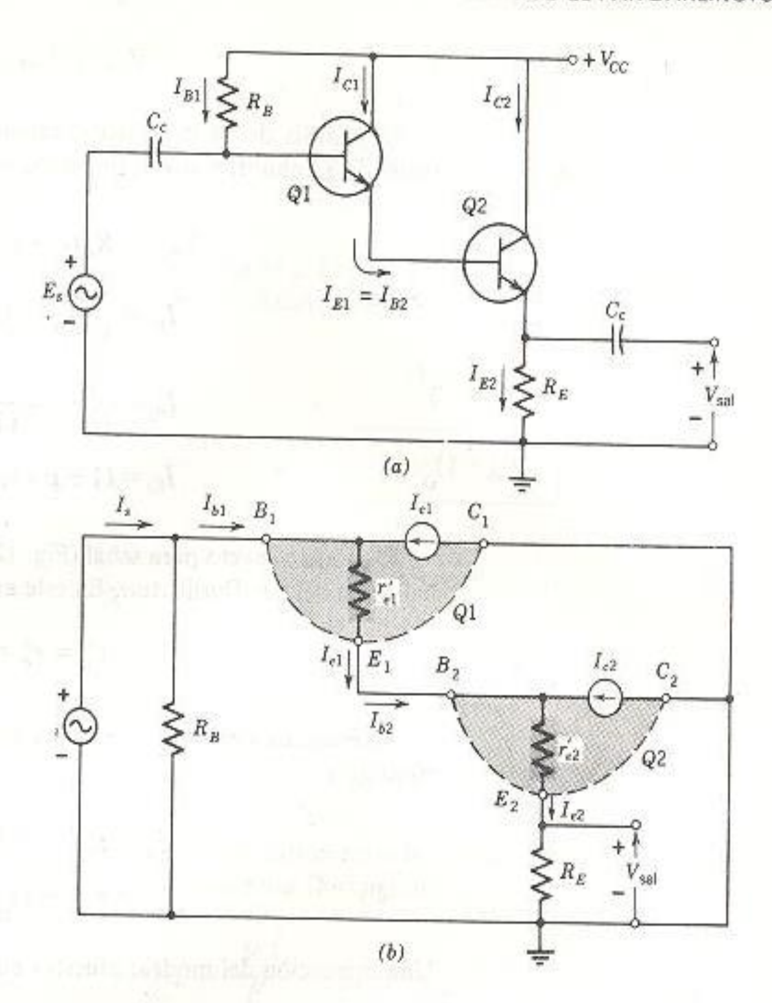


Fig. 12-3 El par Darlington. (*a*) Circuito. (*b*) Modelo de ca.

En esta sección y en las secciones correspondientes a amplificadores diferenciales, resumiremos las propiedades del circuito y luego procederemos a mostrar cómo se obtienen.

Las propiedades principales del par Darlington comparadas con las del emisor seguidor son:

1. La resistencia de entrada $(1 + \beta)^2(r_e' + R_E)$ al par Darlington es mayor que la resistencia de entrada al emisor seguidor $(1 + \beta)(r_e' + R_E)$.
2. La ganancia de corriente del par Darlington $(1 + \beta)^2$ es mayor que la ganancia de corriente del emisor seguidor $(1 + \beta)$.
3. La ganancia de voltaje del par Darlington es idéntica a la ganancia de voltaje del emisor seguidor $R_E/(r_e' + R_E)$.

Un par Darlington es comúnmente formado al conectar dos transistores adyacentes en un CI. Los parámetros de los transistores adyacentes son tan parecidos que podemos suponer.

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta$$

y
$$V_{BE_1} = V_{BE_2} = V_{BE}$$

El análisis de cd del circuito requiere una ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través de los circuitos de las bases de la Fig. 12-3*a*

$$V_{CC} = R_B I_{B_1} + 2V_{BE} + R_E I_{E_2} \tag{12-1}$$

donde
$$I_{B_2} = \frac{I_{E_2}}{1+\beta} = I_{E_1}$$

y
$$I_{B_1} = \frac{I_{E_1}}{1+\beta} = \frac{I_{E_2}}{(1+\beta)^2}$$

o
$$I_{E_2} = (1+\beta)^2 I_{B_1}$$

El modelo exacto para señal (Fig. 12-3*b*) se usa para el análisis de señal de ca del par Darlington. En este análisis también supondremos que

$$r'_{e_1} = r'_{e_2} = r'_e$$

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff para la entrada al circuito es

$$\begin{aligned} E_s &= r'_e I_{e_1} + r'_e I_{e_2} + R_E I_{e_2} \\ &= r'_e I_{e_1} + (r'_e + R_E) I_{e_2} \end{aligned} \tag{12-2}$$

Una inspección del modelo muestra que

$$(1+\beta) I_{b_2} = I_{e_2} \tag{12-3a}$$
$$I_{b_2} = I_{e_1}$$

y
$$(1+\beta) I_{b_1} = I_{e_1} \tag{12-3b}$$

Podemos escribir

$$I_{e_2} = (1+\beta) I_{b_2} = (1+\beta) I_{e_1} = (1+\beta)^2 I_{b_1} \tag{12-3c}$$

Sustituyendo las Ecs. 12-3*b* y 12-3*c* en la Ec. 12-2, tenemos

$$E_s = [(1+\beta) r'_e + (1+\beta)^2 (r'_e + R_E)] I_{b_1} \tag{12-4}$$

Si ambos lados de esta ecuación se dividen entre I_{b_1}, tenemos la resistencia de entrada r_{ent} al amplificador Darlington

$$r_{ent} = (1+\beta) r'_e + (1+\beta)^2 (r'_e + R_E)$$

Puesto que

$$(1+\beta)^2(r_e' + R_E) \gg (1+\beta)r_e'$$

$$\boxed{r_{\text{ent}} \approx (1 + \beta)^2(r_e' + R_E)} \qquad (12\text{-}5)$$

Si ambos lados de la Ec. 12-3*c* se dividen entre I_{b_1}, tenemos la ganancia de corriente A_i del circuito.

$$A_i = \frac{I_{e_2}}{I_{b_1}}$$

$$\boxed{A_i = (1+\beta)^2} \qquad (12\text{-}6)$$

El voltaje de salida del circuito es

$$V_{\text{sal}} = R_E I_{e_2}$$

Sustituyendo la Ec. 12-3*c* para I_{e_2}, tenemos

$$V_{\text{sal}} = (1 + \beta)^2 R_E I_{b_1}$$

y dividiendo esta ecuación entre la Ec. 12-4, tenemos la ganancia de voltaje A_v a través del par Darlington.

$$A_v = \frac{V_{\text{sal}}}{E_s} = \frac{(1 + \beta)^2 R_E}{(1 + \beta)r_e' + (1 + \beta)^2(r_e' + R_E)}$$

Dividiendo cada término entre $(1 + \beta)^2$, tenemos

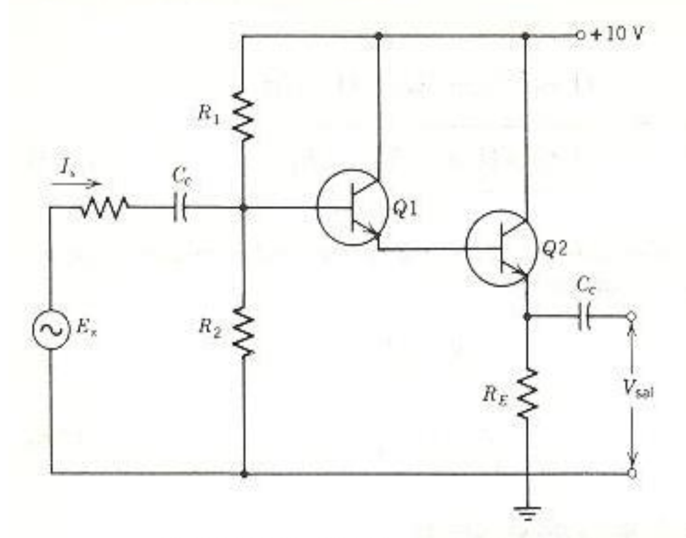
$$A_v = \frac{R_E}{\dfrac{r_e'}{1+\beta} + r_e' + R_E}$$

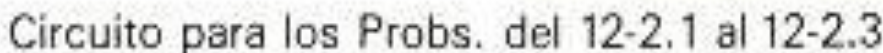
Pero $r_e'/(1 + \beta)$ es muy pequeña. Por lo tanto

$$\boxed{A_v = \frac{R_E}{r_e' + R_E} \leq 1} \qquad (12\text{-}7)$$

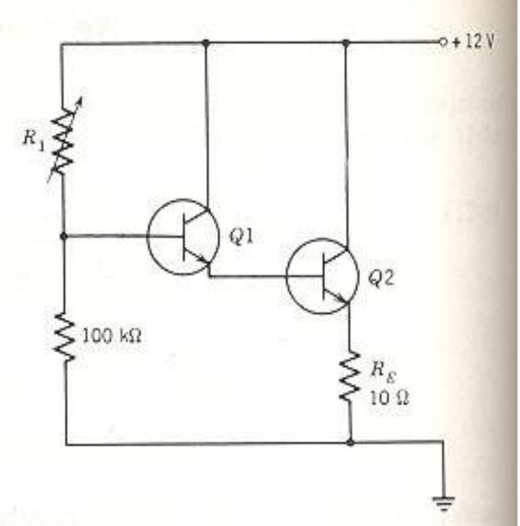
Problemas Para todos los problemas, r_e' es 50 mV/I_E.

12-2.1 R_E es 1000 Ω, R_2 es infinito, R_s es 10 kΩ y el V_{CE} para Q_2 es 5 V. V_{BE} es 700 mV y β es 50 para Q_1 y Q_2. Encuentre R_1. Determine E_s e I_s que producen la señal de salida más grande sin recorte.





Circuito para los Probs. del 12-2.1 al 12-2.3



Circuito para los Probs. 12-2.4 y 12-2.5

12-2.2 R_E es 10 Ω, R_s es 50 kΩ, R_2 es 1 MΩ, V_{BE} es 600 mV y β es 60. V_{CE} es 5 V para Q_2. Encuentre las ganancias de corriente y de voltaje, así como la impedancia de entrada.

12-2.3 Repita el Prob. 12-2.2 si se utilizan transistores de β de 120. Compare los resultados.

12-2.4 La carga R_E es el devanado de control de un generador de cd. El transistor tiene una β de 100 y un valor de 500 mV para V_{BE}. Si R_1 es una resistencia de control que se emplea para variar la corriente en el devanado del control del generador de 0.3 A a 0.9 A. ¿Cuál es el intervalo de variación requerido en R_1?

12-2.5 Repita el Prob. 12-2.4 si se utilizan transistores de β igual a 140.

Sección 12-3 El amplificador diferencial con salida equilibrada

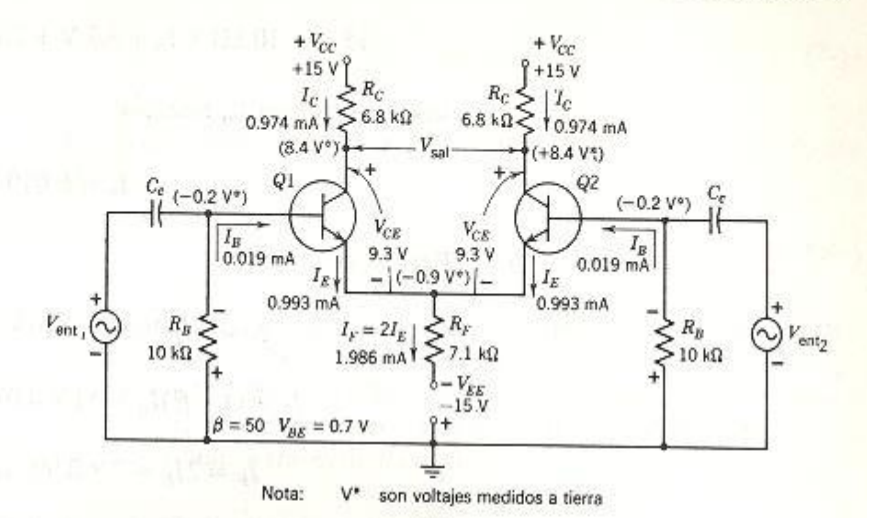
El circuito para el *amplificador diferencial* o *amplificador de diferencias* con *salida equilibrada* se muestra en la Fig. 12-4*a*. Hay dos señales de entrada al amplificador diferencial: V_{ent_1}, al transistor Q_1 y V_{ent_2} al transistor Q_2. La salida del circuito V_{sal} se toma entre los colectores de Q_1 y Q_2.

El amplificador diferencial no ha sido pensado para amplificar cada una de las entradas V_{ent_1} V_{ent_2}. El está hecho solamente para amplificar la diferencia entre ambas entradas V_{ent_1} y V_{ent_2}. En nuestro análisis de este circuito y el de la siguiente sección, supondremos que V_{ent_1} es mayor que V_{ent_2}.

$$V_{ent_1} > V_{ent_2} \qquad (12\text{-}8a)$$

Así que el circuito amplifica V_{ent}, donde

$$V_{ent} = V_{ent_1} - V_{ent_2} \qquad (12\text{-}8b)$$



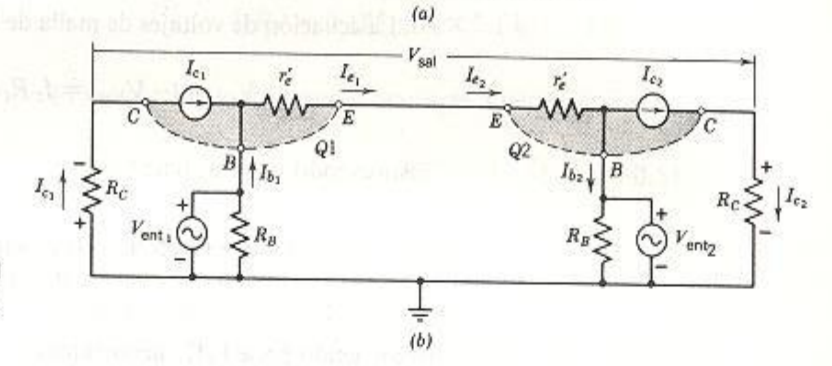


Fig. 12-4 Amplificador diferencial con salida equilibrada. (*a*) Circuito. (*b*) Modelo de ca.

El transistor Q_1 es un circuito amplificador en configuración de emisor-común. Sin embargo, hay una diferencia mayor entre el amplificador diferencial y el amplificador convencional.

Los emisores de Q_1 y Q_2 están conectados juntos a una resistencia común R_F que va a la fuente de alimentación del emisor $-V_{EE}$.

Antes que examinemos el modelo de ca, vamos a verificar los valores de cd de corriente y de voltaje mostrados en el diagrama del circuito de la Fig. 12-4*a*. La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito de la base es

$$|-V_{EE}| = R_B I_B + V_{BE} + R_F(2I_E)$$

Recordando de la Tabla 4-2 que

$$I_E = (1+\beta)I_B$$

Vemos que

$$|-V_{EE}| = R_B I_B + V_{BE} + R_F[2(1+\beta)I_B]$$

Sustituyendo valores, tenemos

$$15\text{ V} = 10\text{ k}\Omega \times I_B + 0.7\text{ V} + 7.1\text{ k}\Omega \times 2 \times (1 + 50) \times I_B$$

Resolviendo para I_B, tenemos

$$I_B = 0.019\text{ mA}$$

Por lo que

$$I_C = \beta I_B = 50 \times 0.019\text{ mA} = 0.974\text{ mA}$$

y $$I_E = (1 + \beta) I_B = 51 \times 0.019\text{ mA} = 0.993\text{ mA}$$

y $$I_F = 2I_E = 2 \times 0.993\text{ mA} = 1.986\text{ mA}$$

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del colector es

$$V_{CC} - (-V_{EE}) = I_C R_C + V_{CE} + 2I_E R_F$$

Sustituyendo valores, tenemos

$$15\text{ V} - (-15\text{ V}) = 0.974\text{ mA} \times 6.8\text{ k}\Omega + V_{CE} + 2 \times 0.993\text{ mA} \times 7.1\text{ k}\Omega$$

Resolviendo para V_{CE}, encontramos

$$V_{CE} = 9.3\text{ V}$$

El voltaje medido del colector a tierra es

$$V_{CC} - I_C R_C = 15\text{ V} - 0.974\text{ mA} \times 6.8\text{ k}\Omega = +8.4\text{ V}$$

El voltaje medido del emisor a tierra es

$$-V_{EE} + 2I_E R_F = -15\text{ V} + 2 \times 0.993\text{ mA} \times 7.1\text{ k}\Omega = -0.9\text{ V}$$

El voltaje medido de la base a tierra es

$$-I_B R_B = -0.019\text{ mA} \times 10\text{ k}\Omega \approx -0.2\text{ V}$$

Estos voltajes medidos con respecto a tierra son aquellos valores que obtendríamos al usar un voltímetro al dar servicio o al probar el amplificador diferencial.

La corriente del emisor es aproximadamente 1 mA. El valor de r_e' se determina de

$$\frac{25\ \text{mV}}{I_E} \leq r'_e \leq \frac{50\ \text{mV}}{I_E} \qquad (7\text{-}5)$$

Por lo que, para este circuito, r'_e puede variar entre 25 Ω y 50 Ω. Puesto que R_F es 7.1 kΩ, es obvio que

$$R_F \gg r'_e \qquad (12\text{-}8c)$$

La resistencia R_F, que es común a los dos emisores, sirve como un medio para obtener una *corriente constante* en ella. Por ejemplo, si I_E en $Q1$ se incrementa el 20%, de 0.993 mA 1.192 mA, la corriente en R_F llega a ser 1.192 mA de $Q1$ más 0.993 mA de $Q2$ o un total de 2.185 mA. La caída de voltaje a través de R_F es ahora

$$I_F R_F = 2.185\ \text{mA} \times 7.1\ \text{k}\Omega = 15.51\ \text{V}$$

El voltaje medido de ambos emisores a tierra es

$$-V_{EE} + I_F R_F = -15\ \text{V} + 15.51\ \text{V} = +0.51\ \text{V}$$

Si el voltaje del emisor a tierra fuera + 0.51 V, las uniones base a emisor de ambos transistores tendrían una polarización inversa y todas las corrientes en $Q1$ y $Q2$ serían cero. Como consecuencia, la condición que supusimos de que la I_E en $Q1$ se incrementa mientras que la I_E en $Q2$ no cambia, es imposible.

Por lo tanto, cuando la corriente en el emisor de $Q1$ aumenta el 20% de 0.993 mA a 1.192 mA, la corriente en el emisor de $Q2$ debe disminuir por una cantidad igual de 0.993 mA a 0.794 mA para que I_F $(I_{E_1} + I_{E_2})$ permanezca constante a 1.986 mA.

Del punto de vista del modelo de ca, esta característica de corriente constante en R_F significa que esta resistencia no aparece en el modelo de ca para nada. Por medio del teorema de Norton, la resistencia de ca asociada con una fuente de corriente constante es infinito (un circuito abierto).

Para tomar en cuenta el concepto de corriente constante en el modelo de ca, debemos mostrar la dirección de I_{e_2} como la misma que la de I_{e_1}. El modelo de ca se dibuja en la Fig. 12-4*b*. Una inspección del modelo de ca muestra que

$$V_{\text{sal}} = I_{c_1} R_C + I_{c_2} R_C$$

y

$$V_{\text{ent}_1} - V_{\text{ent}_2} = I_{e_1} r'_e + I_{e_2} r'_e$$

Puesto que I_{c_1} debe ser igual a I_{c_2} e I_{e_1} debe ser igual a I_{e_2}, estas ecuaciones se convierten en

$$V_{sal} = I_c R_C + I_c R_C = 2I_c R_C$$

y

$$V_{ent_1} - V_{ent_2} = I_e r'_e + I_e r'_e = 2I_e r'_e$$

Definimos la ganancia de voltaje del amplificador diferencial como

$$\boxed{A_v \equiv \frac{V_{sal}}{V_{ent_1} - V_{ent_2}}} \tag{12-9}$$

Sustituyendo, tenemos

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent_1} - V_{ent_2}} = \frac{2I_c R_C}{2I_e r'_e} = \frac{I_c R_C}{I_e r'_e}$$

Utilizando los factores de conversión de la Tabla 4-2, encontramos

$$A_v = \frac{\beta I_b R_C}{(1+\beta) I_b r'_e} = \frac{\beta R_C}{(1+\beta) r'_e}$$

Puesto que la razón $\beta/(1 + \beta)$ es aproximadamente 1, tenemos

$$\boxed{A_v = \frac{R_C}{r'_e}} \tag{12-10}$$

Cuando se colocan resistencias externas R_E en cada una de las terminales del emisor, la Ec. 12-10 se convierte en

$$\boxed{A_v = \frac{R_C}{R_E + r'_e}} \tag{12-11}$$

Hemos especificado para este análisis que

$$V_{ent_1} > V_{ent_2} \tag{12-8a}$$

Por lo tanto, la base de $Q1$ es + con respecto a la base de $Q2$. En el modelo de ca (Fig. 12-4*b*) el colector de $Q2$ es + con respecto al colector de $Q1$. Por lo que se presenta la inversión de fase esperada a través del circuito amplificador diferencial.

Problemas Para estos problemas utilice el diagrama del circuito de la Fig. 12-4. Todos los transistores tienen una β de 80 y son de silicio. Utilice $r_e' = 25\ \text{mV}/I_E$; $V_{BE} = 0.7$ V.

12-3.1 V_{CC} y V_{EE} son cada una de 15 V. R_C es de 20 kΩ, R_F es de 20 kΩ y R_B es de 47 kΩ. Determine los niveles de operación en cd en el circuito; así como la ganancia de voltaje del circuito y el voltaje de salida máximo posible de pico-a-pico sin recorte.

12-3.2 Repita el Prob. 12-3.1 si se colocan resistencias externas R_E de 200 Ω en serie con cada emisor.

12-3.3 V_{CC} es + 10 V, V_{EE} es −4 V, R_C es de 10 kΩ, R_F es de 3.9 kΩ, y R_B de 10 kΩ. Determine los niveles de operación en cd de los transistores. Asimismo, determine la ganancia de voltaje del circuito y el voltaje de salida máximo posible de pico-a-pico sin recorte.

12-3.4 Repita el Prob. 12-3.3. Si se colocan resistencias R_E de 20 Ω externas en serie con cada emisor.

Sección 12-4 El amplificador diferencial con salida desequilibrada

El circuito para el *amplificador diferencial con salida desequilibrada* se muestra en la Fig. 12-5*a*. Las modificaciones hechas al circuito del amplificador diferencial con salida equilibrada son:

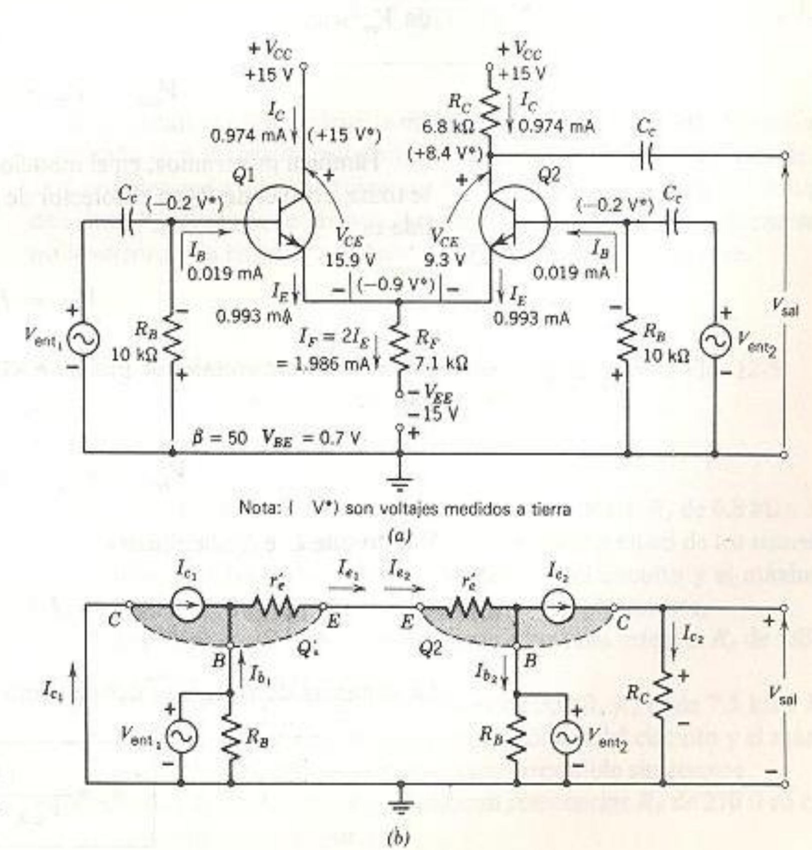


Fig. 12-5 Amplificador diferencial con salida desequilibrada. (*a*) Circuito. (*b*) Modelo de ca.

1. Se omite la resistencia de carga del colector de $Q1$ ($R_C = 0\ \Omega$).
2. El voltaje de salida se toma del colector de $Q2$ a tierra.

Todos los demás valores de los componentes del circuito permanecen igual. En la sección anterior, determinamos las corrientes de cd en cada transistor a partir de la ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través de la base y el emisor. Esta ecuación es idéntica para este circuito. Así que todos los valores de corriente permanecen igual. El único cambio en el análisis de cd es el valor de V_{CE} para $Q1$. Puesto que el colector de $Q1$ está conectado directamente a $+V_{CC}$, el valor de V_{CE} es

$$V_{CE} = V_{CC} - (-0.9\ \text{V}) = 15\ \text{V} + 0.9\ \text{V} = +15.9\ \text{V}$$

Este valor se coloca en la Fig. 12-5*a*. Todos los demás valores son llevados de la Fig. 12-4*a*. R_F continúa sirviendo como una fuente de corriente constante y

$$R_F \gg r'_e \tag{12-8c}$$

Para establecer las direcciones de las corrientes en el modelo de ca (Fig. 12-5*b*) también requerimos para este análisis que el voltaje de entrada V_{ent} sea

$$V_{ent} = V_{ent_1} - V_{ent_2} \tag{12-8b}$$

También mostramos, en el modelo de ca, que el voltaje de salida V_{sal} se toma a través de R_C en el colector de Q_2. La magnitud del voltaje de salida es

$$V_{sal} = I_{c_2} R_C$$

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff a través del circuito de la base es

$$V_{ent_1} - V_{ent_2} = I_{e_1} r'_e + I_{e_2} r'_e$$

Puesto que I_{e_1} e I_{e_2} son iguales

$$V_{ent_1} - V_{ent_2} = I_{e_2} r'_e + I_{e_2} r'_e = 2 I_{e_2} r'_e$$

La ganancia de voltaje se define como

$$\boxed{A_v \equiv \frac{V_{sal}}{V_{ent_1} - V_{ent_2}}} \tag{12-9}$$

Sustituyendo, tenemos

$$A_v = \frac{I_{c_2} R_C}{2 I_{e_2} r'_e}$$

Utilizando los factores de conversión de la Tabla 4-2, obtenemos

$$A_v = \frac{\beta I_{b_2} R_C}{2(1+\beta) I_{b_2} r'_e} = \frac{\beta R_C}{2(1+\beta) r'_e}$$

Puesto que la razón $\beta/(1 + \beta)$ es aproximadamente 1, tenemos

$$A_v = \frac{R_C}{2r'_e} \tag{12-12}$$

Cuando se le aumentan resistencias externas R_E a cada terminal de emisor, la ganancia del circuito se convierte en

$$A_v = \frac{R_C}{2(r'_e + R_E)} \tag{12-13}$$

Este circuito también tiene la misma relación de fase entre la salida y la entrada que el circuito anterior. Podemos resumir las relaciones de la fase estableciendo que, si utilizamos la polaridad instantánea del voltaje de salida V_{sal} como la referencia, la entrada a la base de Q_1 es la *entrada no inversora* y la entrada a la base de Q_2 es la *entrada inversora*.

Problemas

Para estos problemas utilice el circuito del diagrama de la Fig. 12-5. Todos los transistores tienen una β de 100 y son de silicio. Utilice $r'_e = 25\ \text{mV}/I_E$ y $V_{BE} = 0.7$ V.

12-4.1 V_{CC} y V_{EE} son cada una de 20 V. R_C es de 6.8 kΩ, R_F de 6.8 kΩ y R_B de 24 kΩ. Determine los niveles de operación en cd de los transistores, así como la ganancia de voltaje del circuito y el máximo voltaje de salida de pico a pico disponible sin recorte.

12-4.2 Repita el Prob. 12-4.1 si se colocan resistencias externas R_E de 130 Ω en cada terminal de emisor.

12-4.3 V_{CC} es + 10 V, V_{EE} es −4V, R_C es de 20 kΩ, R_F es de 7.5 kΩ y R_B de 20 kΩ. Determine la ganancia de voltaje del circuito y el máximo voltaje de salida de pico-a-pico disponible sin recorte.

12-4.4 Repita el Prob. 12-4.3 si se colocan resistencias R_E de 270 Ω en cada terminal de emisor.

Sección 12-5 Razón de rechazo de modo-común

Las dos señales que entran a un amplificador diferencial son V_{ent_1} y V_{ent_2} (Fig. 12-6*a*). Se usa el triángulo como un diagrama de bloques que representa todo el circuito interno. La ganancia del amplificador es

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent_1} - V_{ent_2}}$$

o

$$V_{sal} = A_v(V_{ent_1} - V_{ent_2}) \tag{12-14}$$

Suponga que la ganancia del amplificador es 100. Asimismo, suponga que los valores de pico de dos señales en fase son 4.22 V (V_{ent_1}) y 4.10 V (V_{ent_2}). La señal de entrada neta es

$$(V_{ent_1} - V_{ent_2}) = 4.22 - 4.10 = 0.12 \text{ V}$$

y

$$V_{sal} = A_v(V_{ent_1} - V_{ent_2}) = 100 \times 0.12 \text{ V} = 12 \text{ V}$$

Estos 12 V de la señal de salida es el valor amplificado de la diferencia entre V_{ent_1} y V_{ent_2}.

El valor medio de V_{ent_1} y V_{ent_2} es.

$$\frac{V_{ent_1} + V_{ent_2}}{2} = \frac{4.22 + 4.10}{2} = 4.16 \text{ V}$$

La señal de entrada neta V_{ent_1} equivale a (4.22 − 4.16) o + 0.06 V. La señal de entrada neta a V_{ent_2} equivale a (4.10 − 4.16) o −0.06 V. Si utilizamos estos valores

$$V_{ent_1} - V_{ent_2} = +0.06 - (-0.06) = 0.12 \text{ V}$$

y

$$V_{sal} = A_v(V_{ent_1} - V_{ent_2}) = 100 \times 0.12 \text{ V} = 12 \text{ V} \tag{12-14}$$

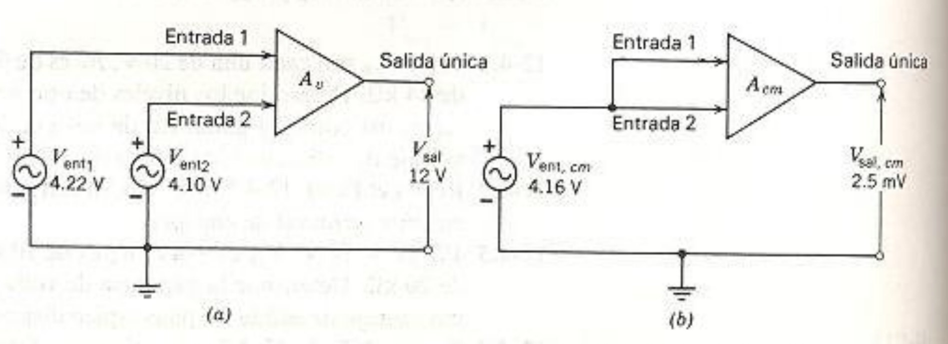


Fig. 12-6 El amplificador diferencial (*a*) Operación normal. (*b*) Arreglo de prueba para la salida de modo-común.

la cual es la misma salida que obtuvimos para señales de entrada de 4.22 V y 4.10 V.

El promedio o valor medio, 4-16 V *no* es amplificado; solamente la diferencia se amplifica. El valor medio que no es amplificado es *la señal de modo-común* $V_{ent,\ cm}$. El propósito del amplificador diferencial es *rechazar* la señal de modo-común y amplificar sólo la señal diferencial. Obviamente, hay un límite para la cantidad de señal de modo-común que puede aplicarse a un amplificador sin saturarlo o destruirlo. Este valor de modo-común límite es especificado por el fabricante para las unidades comerciales.

Ahora, vamos a colocar una fuente de señal del valor de modo-común 4.16 V, y la conectamos a *ambas* entradas (Fig. 12-6*b*). La señal diferencial es

$$V_{ent_1} - V_{ent_2} = 4.16\text{ V} - 4.16\text{ V} = 0\text{ V}$$

La salida del amplificador es

$$V_{sal} = A_v(V_{ent_1} - V_{ent_2}) = 100 \times 0 = 0\text{ V} \qquad (12\text{-}14)$$

Por lo que la señal de salida resultante de una entrada de modo-común es cero en el amplificador ideal.

En un amplificador diferencial práctico, encontramos que la salida no es cero, pero es un valor finito. Supongamos que un *voltaje de salida de modo común* $V_{sal,\ cm}$ de 25 mV es producido por el voltaje de entrada de modo común $V_{ent,\ cm}$ de 4.16 V (Fig. 12-6*b*).

La presencia de un voltaje de salida de modo-común resulta porque el circuito no está equilibrado exactamente. Los dos transistores no son exactamente idénticos. Derivando la ecuación de la ganancia para A_v, suponemos

$$R_F \gg r'_e$$

Sin esta suposición, no podríamos reducir la ecuación de la ganancia a

$$A_v = \frac{R_C}{2r'_e} \qquad (12\text{-}12)$$

El voltaje de salida total V_{sal} es la suma de la salida producida por la entrada diferencial, más la salida producida por la presencia de una señal de entrada de modo-común.

$$V'_{sal} = V_{sal} + V_{sal,\ cm} \qquad (12\text{-}15)$$

En el ejemplo que estamos utilizando

$$V'_{sal} = V_{sal} + V_{sal,\ cm} = 12\text{ V} + 25\text{ mV} = 12.025\text{ V}$$

En este caso la variación de 25 mV del valor ideal de 12 V es insignificante.

Ahora definimos la ganancia *de modo-común* A_{cm} como

$$A_{cm} \equiv \frac{V_{\text{sal, } cm}}{V_{\text{ent, } cm}} \tag{12-16}$$

Utilizando los valores numéricos que hemos supuesto

$$A_{cm} \equiv \frac{V_{\text{sal, } cm}}{V_{\text{ent, } cm}} = \frac{25 \text{ mV}}{4.16 \text{ V}} = \frac{25 \text{ mV}}{4160 \text{ mV}} = 0.006$$

La razón de rechazo de modo-común CMRR, se define como la razón de la ganancia diferencial del amplificador A_V a la ganancia de modo-común A_{cm}.

$$\text{CMRR} \equiv \frac{A_v}{A_{cm}} \tag{12-17}$$

Utilizando los valores numéricos, tenemos

$$\text{CMRR} = \frac{A_v}{A_{cm}} = \frac{100}{0.006} = 16667$$

La razón de rechazo de modo-común es proporcionada comúmente en dB

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log_{10} \text{CMRR dB} \tag{12-18}$$

y para los valores numéricos

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log_{10} \text{CMRR} = 20 \log_{10} 16667 = 84.4 \text{ dB}$$

En el ejemplo numérico que hemos utilizado, cuando la razón de rechazo de modo-común del amplificador diferencial es 84.4 dB, el voltaje de salida de modo-común $V_{\text{sal, } cm}$ es 25 mV para una entrada de modo-común de 4.16 mV. El efecto de $V_{\text{sal, } cm}$ es insignificante comparado con el voltaje de salida ideal V_{sal} de 12 V.

Ahora, supongamos que tenemos un amplificador diferencial menos caro que tiene una razón de rechazo de modo-común de 20 dB. Luego

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log_{10} \text{CMRR} \tag{12-18}$$

Sustituyendo, tenemos

$$20 = 20 \log_{10} \text{CMRR}$$

o

$$\text{CMRR} = 10$$

Por la Ec. 12-17

$$A_{cm} = \frac{A_v}{\text{CMRR}} = \frac{100}{10} = 10 \qquad (12\text{-}17)$$

Luego

$$V'_{\text{sal}, cm} = A_{cm} V_{cm} = 10 \times 4.16 \text{ V} = 41.6 \text{ V} \qquad (12\text{-}16)$$

y

$$V'_{\text{sal}} = V_{\text{sal}} + V_{\text{sal}, cm} = 12 + 41.6 = 53.6 \text{ V}$$

Puesto que la señal de salida deseada es de sólo 12 V, la razón de rechazo de modo-común baja causa que la señal deseada sea cubierta completamente.

Debería notarse con mucho cuidado que, bajo situaciones donde no hay voltaje de entrada de modo-común ($V_{cm} = 0$), el amplificador que tiene una CMRR de 20 dB se comportará tan satisfactoriamente como la unidad con la CMRR de 84.4 dB. En una aplicación como ésta, el costo extra de la mayor CMRR no se justificaría.

Si las Ecs. 12-13, 12-16 y 12-17 se sustituyen en la Ec. 12-15, podemos mostrar que

$$\boxed{V'_{\text{sal}} = \left[1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \times \frac{V_{\text{ent}, cm}}{(V_{\text{ent}_1} - V_{\text{ent}_2})}\right] V_{\text{sal}}} \qquad (12\text{-}19)$$

Sustituyendo los valores numéricos en la Ec. 12-19, tenemos

$$V'_{\text{sal}} = \left[1 + \frac{1}{10} \times \frac{4.16 \text{ V}}{0.12 \text{ V}}\right] 12 \text{ V} = 4.47 \times 12 \text{ V} = 53.6 \text{ V}$$

Problemas

12-5.1 Se conecta una señal de 20 V de pico-a-pico en forma simultánea a las dos entradas diferenciales de una clavija de conexión y de aquí a un osciloscopio. En el modo diferencial, la señal en el osciloscopio es 100 μV de pico a pico. ¿Cuál es la especificación de la razón de rechazo de modo común en decibeles?

12-5.2 Otra unidad de clavija de conexión produce una señal de 20 mV de pico-a-pico en el osciloscopio cuando la señal de modo-común es de 5 V de pico-a-pico. ¿Cuál es la razón de rechazo de modo común de esta unidad de clavija de conexión en dB?

12-5.3 Un amplificador diferencial tiene una ganancia diferencial de 80 dB y una razón de rechazo de modo-común de 86 dB. Una señal de

entrada es 3.000 + 0.001 V y la otra es 3.000 − 0.001 V. ¿Cuál es el voltaje de salida deseado y cuál es el voltaje de salida real?

12-5.4 Un amplificador diferencial tiene una ganancia diferencial de 40 dB y una razón de rechazo de modo-común de 40 dB. Una señal de entrada es 10.000 + 0.001 V y la otra es 10.000 − 0.001 V. ¿Cuál es el voltaje de salida deseado, y cuál es el voltaje real de salida?

Sección 12-6 Estabilización de la fuente de corriente-constante

En la derivación de la ecuación de la ganancia

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \tag{12-10}$$

del amplificador diferencial, supusimos que

$$R_F \gg r'_e \tag{12-8c}$$

Utilizaremos un método muy simplificado para explicar qué se debe hacer a un circuito para que obtenga una razón de rechazo de modo-común alta. La Fig. 12-7*a* muestra un transistor del circuito de un amplificador diferencial. Es evidente que la Ec. 12-10 es la ecuación de la ganancia para este circuito.

Cuando no hay un equilibrio entre los dos transistores, R_F llega a intervenir en la ecuación de la ganancia (Fig. 12-7*b*) para la ganancia de modo-común A_{cm}.

$$A_{cm} = \frac{R_C}{r'_e + KR_F} \approx \frac{R_C}{KR_F} \tag{12-20}$$

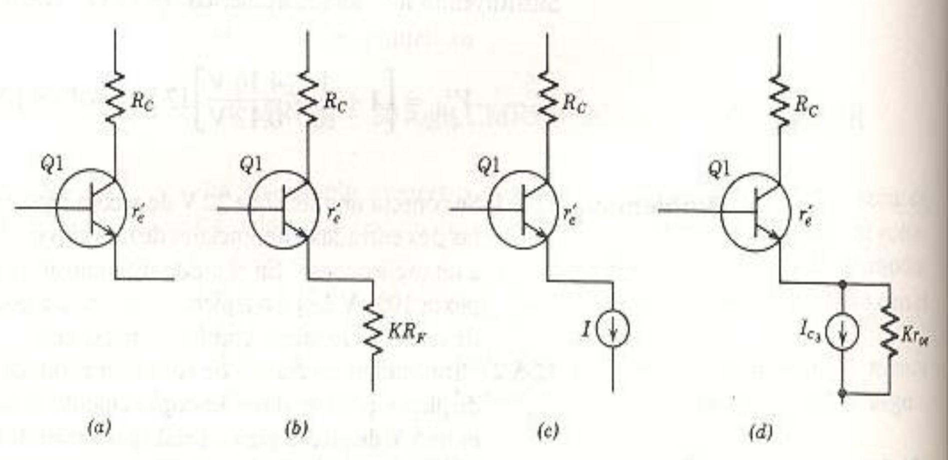


Fig. 12-7 Circuitos utilizados para mostrar la ganancia de modo-común. (*a*) Ganancia diferencial. (*b*) El uso de R_F. (*c*) Fuente de corriente ideal. (*d*) El transistor como fuente de corriente.

El símbolo K representa un número que en forma ideal es infinito si el balance es ideal. Así, el voltaje de salida de modo-común $V_{\text{sal}, cm}$ es cero. Cuando K es un número finito, A_{cm} no es cero y hay un voltaje de salida de modo-común $V_{\text{sal}, cm}$.

Reemplazaremos R_F por una fuente de corriente constante ideal (Fig. 12-7*c*). La corriente constante es igual a la I_E de $Q1$ más la I_E de $Q2$. Por medio del teorema de Norton, una fuente de corriente constante ideal está en paralelo con una resistencia infinita. Por consiguiente, KR_F en la Ec. 12-20 se vuelve infinito.

$$A_{cm} \approx \frac{R_C}{KR_F} = \frac{R_C}{\infty} = 0 \qquad (12\text{-}20)$$

Ahora la razón de rechazo de modo-común es infinita y el voltaje de salida de modo-común es cero $V_{\text{sal}, cm}$.

En la práctica, sólo podemos aproximarnos a una fuente ideal de corriente. Reemplazamos R_F con un transistor, $Q3$, utilizando el hecho que en un transistor la corriente del colector es constante. El modelo para $Q3$ se muestra en la Fig. 12-7*d*. El transistor $Q3$ no es ideal, pero tiene una resistencia de salida r_{oe}* en paralelo con la fuente de corriente constante. Ahora la ganancia de modo común es

$$A_{cm} \approx \frac{R_C}{Kr_{oe}} \qquad (12\text{-}21)$$

El valor común de R_F es del orden de 5 kΩ y el valor esperado para r_{oe} es de 100 kΩ. Con el mismo desequilibrio, hay un mejoramiento de 100 kΩ /5 kΩ o 20 a 1. En decibeles, esto representa un mejoramiento de 20 $\log_{10}$ 20 o 26 dB. Como consecuencia, la mayoría de los circuitos prácticos utilizan un transistor $Q3$ en lugar de R_F. En la Fig. 12-8 se muestra un circuito típico que utiliza $Q3$. En la práctica, una resistencia R_E es comúnmente conectada en serie con cada uno de los emisores de $Q1$ y $Q2$.

En el circuito de estabilización de corriente constante mostrado en la Fig. 12-9 utiliza un circuito divisor de voltaje formado por R_1, R_2, R_3, *D1 y D2*. El uso de dos o más diodos proporciona la *compensación con diodos*, y la cual compensa a $Q3$ para los cambios en la variación del V_{BE} con la temperatura. Como resultado de esto, un incremento en la temperatura evita cualquier cambio significativo en I_{C3} o en $(I_{E_1} + I_{E_2})$.

En los *CI*s lineales, a menudo encontramos que se usa un *espejo de corriente* (Fig. 12-10), para duplicar valores de corriente constante. Cuando dos transistores, $Q1$ y $Q2$, están adyacentes en una pastilla

* Las hojas de especificaciones de los transistores presentan comúnmente un valor para h_{ob}, la conductancia entre el colector y la base en siemens. El recíproco de h_{ob} es r_{ob} es ohms. Sin embargo, cuando usamos un circuito de emisor común, debemos convertir r_{ob} a r_{oe} dividiendo entre $(1 + \beta)$ con la misma razón por la cual multiplicamos I_{CBO} por $(1 + \beta)$ para obtener I_{CEO}.

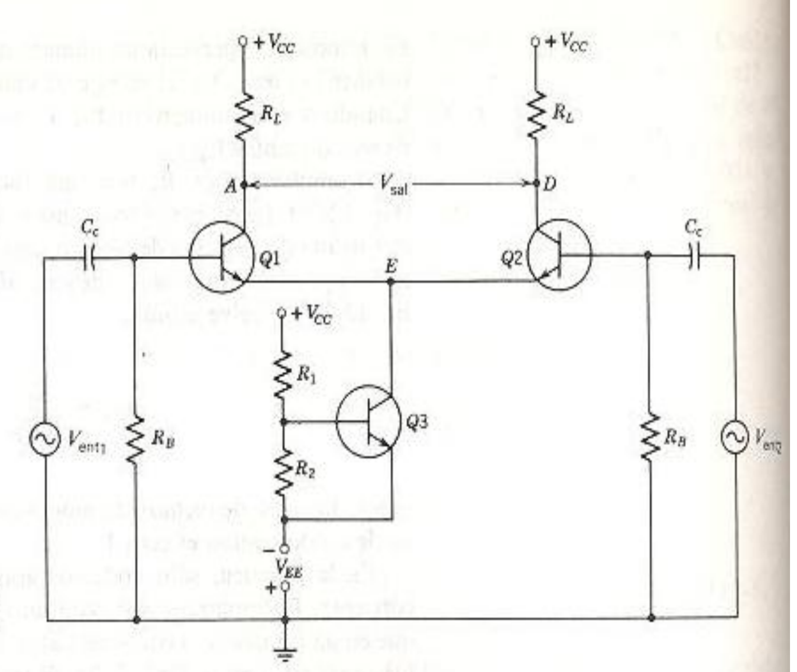


Fig. 12-8 Amplificador diferencial con salida equilibrada que utiliza estabilización de corriente constante.

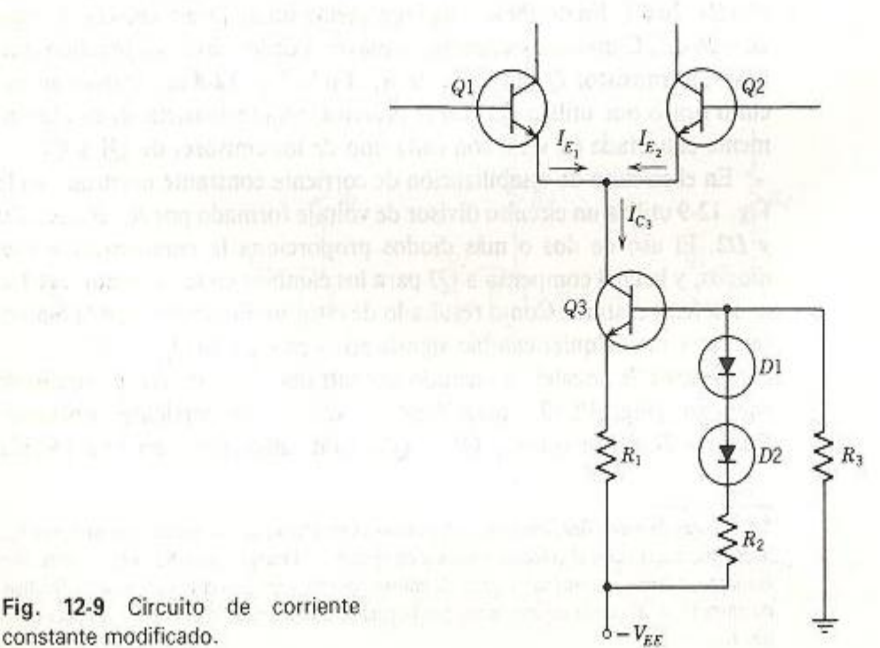


Fig. 12-9 Circuito de corriente constante modificado.

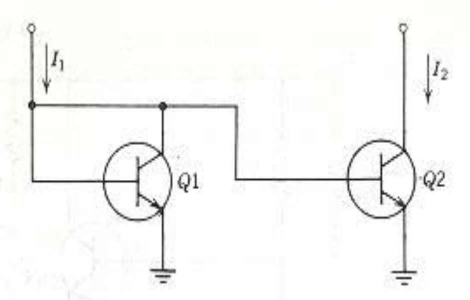


Fig. 12-10 El espejo de corriente.

monolítica, sus características son muy parecidas entre sí. Un examen del circuito muestra que

$$I_1 = I_{B_1} + I_{C_1} + I_{B_2}$$

y

$$I_2 = \beta_2 I_{B_2}$$

si los valores de β de $Q1$ y $Q2$ son iguales y grandes, I_{B1} es pequeña con respecto a I_{C1}. Por lo que

$$I_1 = I_{C_1}$$

y

$$I_2 = I_{C_2}$$

En el espejo de corriente, si I_1 es una *corriente forzada*, la *corriente impulsada* I_2 en $Q2$ es idéntica a I_1. Por lo que mediante el uso de este circuito, podemos mantener dos corrientes constantes distintas al mismo valor. Si la corriente forzada es la del Circuito A, el espejo de corriente hace que la corriente en el Circuito B, la corriente impulsada, sea del mismo valor siempre. Si la corriente en el Circuito A cambia, de igual manera, cambiará la corriente en el Circuito B.

Sección 12-7 El circuito amplificador-operacional básico

El circuito básico para un CI típico de amplificador operacional se muestra en la Fig. 12-11. El par de transistores $Q1$ y $Q2$ forma un amplificador diferencial con salida equilibrada como los discutidos en la Sec. 12-3. Las salidas de los colectores de $Q1$ y $Q2$ excitan las bases de los transistores $Q3$ y $Q4$. El par de transistores $Q3$-$Q4$ forma un amplificador diferencial con salida desequilibrada como los discutidos en la Sec. 12-4. La salida única del colector de $Q4$ excita la base del transistor $Q5$. Los transistores $Q5$ y $Q6$ forman un par Darlington como el discutido en la Sec. 12-2. El voltaje de salida se toma de R_4, que es el emisor de $Q6$.

El transistor $Q7$ es un circuito de estabilización de corriente-constante (Sec. 12-6) para el amplificador de par diferencial $Q1$-$Q2$; R_3, R_5, R_6 y $D1$ forman un circuito compensador de temperatura. En forma similar, el transistor $Q8$ forma el circuito de estabalización de corriente constante

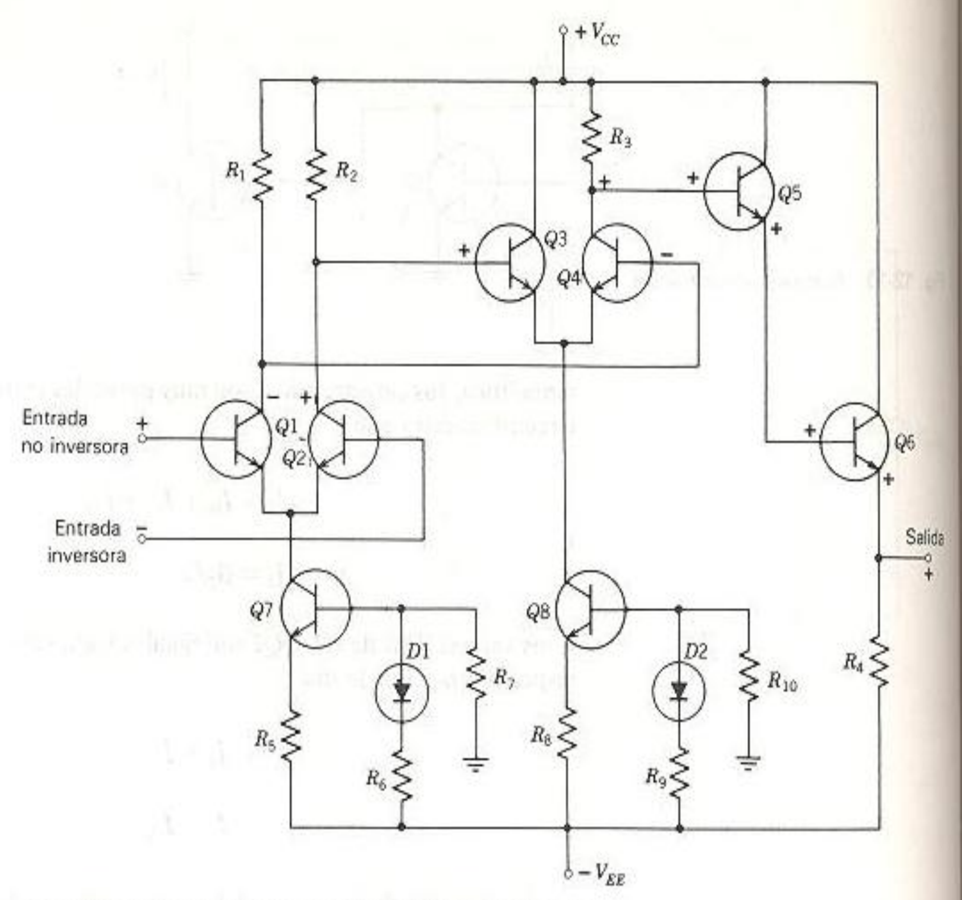


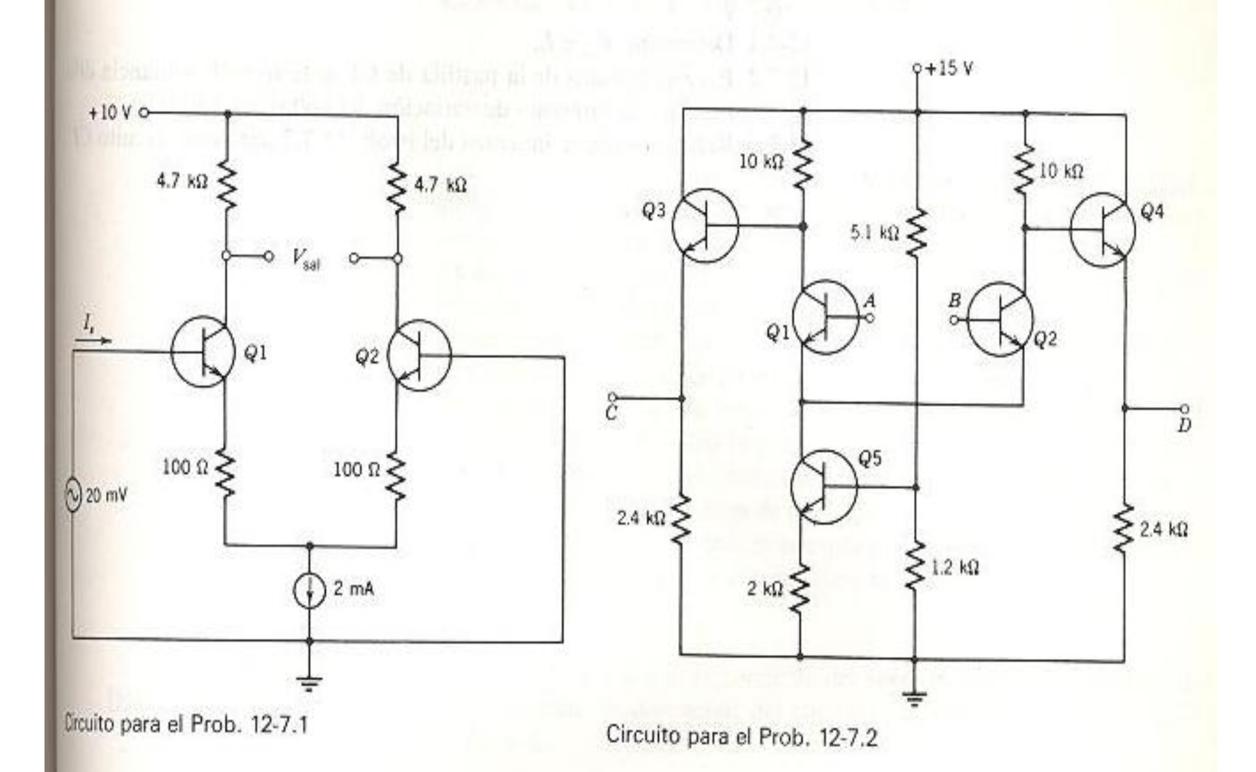
Fig. 12-11 El circuito básico del amplificador operacional.

para el amplificador de par diferencial $Q3$ y $Q4$. El propósito de estos circuito de estabilización es mejorar la razón de rechazo de modo-común.

La terminal de entrada no-inversora está marcada con el signo +. El $Q1$ invierte la fase y se marca con el signo − su colector. La señal alimentada a la base de $Q4$ es −. Nuevamente, $Q4$ invierte la fase y se marca su colector con un signo +. Esta señal de signo + excita la base de $Q5$. Puesto que $Q5$ y $Q6$ forman un par Darlington, el signo + se coloca en el emisor de $Q5$, en la base de $Q6$ y en el emisor de $Q6$. Por lo que la terminal de salida tiene el signo +, esto es, la salida tiene la misma fase que la entrada no-inversora. Consecuentemente, la terminal de entrada inversora se marca −. El transistor $Q2$ invierte esta señal. El colector de $Q2$ y la base de $Q3$ se marcan con el signo +.

En un circuito amplificador operacional de CI práctico, encontramos dos o tres transistores adicionales conectados en el circuito. La función de estos transistores adicionales es proporcionar circuitos de realimentación que mejoran aún más el equilibrio del amplificador diferencial y, en consecuencia, mejoran la razón de rechazo de modo-común. Estos circuitos adicionales también minimizan los corrimientos de los niveles de cd.

Todos los circuitos utilizados para amplificadores diferenciales y para estabilización de corriente-constante pueden construirse con FETs en vez de los transistores bipolares que hemos usado en esta presentación. Los FETs tienen la ventaja de tener una impedancia de entrada mayor



Circuito para el Prob. 12-7.1

Circuito para el Prob. 12-7.2

Circuito para el Prob. 12-7.3

que la de los circuitos con transistores bipolares. Además, los FETs son más simples de fabricar.

Problemas Todos los transistores son de silicio con una β de 80; $r'_e = 25\ \text{mV}/I_E$; V_{BE} + 0.7 V.

12-7.1 Determine V_{sal} e I_x.

12-7.2 Para el circuito de la pastilla de CI, determine la ganancia diferencial y el intervalo de variación del voltaje de salida.

12-7.3 Repita los requerimientos del Prob. 12-7.2 para este circuito *CI.*

13 Amplificadores de potencia de una sola terminal

Las curvas de disipación de potencia constante representadas gráficamente sobre la característica del colector resultan ser hipérbolas. Esta característica nos permite determinar las propiedades de disipación máxima de potencia en un transistor (Sec. 13-1). El técnico debe ser capaz de seleccionar un disipador de calor adecuado para un transistor (Sec. 13-2). El acoplamiento mediante transformadores se utiliza en los amplificadores de potencia. El método de mostrar una línea de carga en la característica del colector se ilustra para un amplificador que emplea transformador (Sec. 13-3). Se examina la potencia de carga de ca en un amplificador clase A. Se establecen las condiciones para obtener máxima potencia en la salida junto con los valores de la eficiencia del colector y la disipación de potencia del mismo. También se explica el método de determinación de la potencia requerida en la entrada de una etapa (Sec. 13-4).

Sección 13-1 Disipación de potencia

Si V_{CE} es el voltaje e I_C la corriente del colector en un amplificador de emisor-común, la disipación del colector, P_C en watts, es el conducto de V_{CE} e I_C.

$$P_C = V_{CE} I_C \tag{13-1}$$

Dentro del transistor la disipación del colector produce calentamiento en la unión de éste y la base. Este calentamiento causa que la *temperatura de la unión* T_j aumente. Mediante pruebas destructivas, el fabricante determina el valor máximo permisible de T_j y de acuerdo con éste proporciona el valor máximo permisible para P_C.

Cuando la Ec. 13-1 se grafica para un valor específico de P_C en una característica de colector (Fig. 13-1), la curva resultante es una hipérbola. Ahora, en el punto Q, se dibuja una tangente a la curva de disipación de potencia constante. Esta tangente intersecta los ejes en b' y en b'', respectivamente. Si llamamos Q el punto de operación de un amplificador de emisor-común, el punto b'' es el voltaje de alimentación al circuito V_{CC}, y el punto b' es el valor de la corriente del colector determinada por V_{CC}/R_C. Las coordenadas del punto de operación son I_{CQ} y V_{CEQ}. Desea-

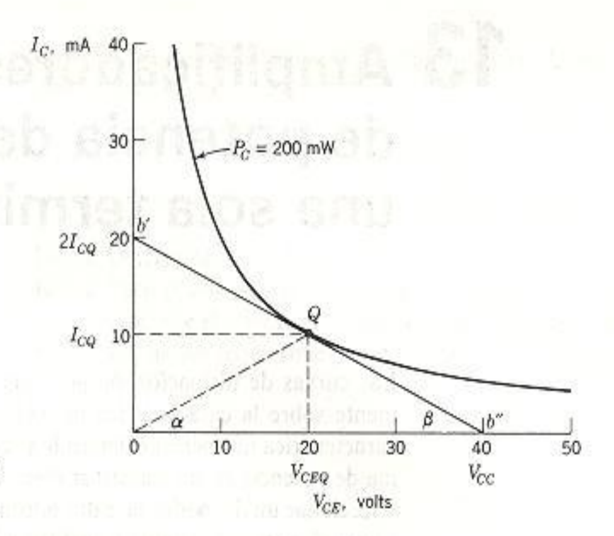


Fig. 13-1 Trazo de una tangente a una curva de disipación de potencia.

mos mostrar que el punto Q debe ser el punto medio de la línea tangente entre b' y b''.

Si resolvemos la Ec. 13-1 para I_C y diferenciamos el resultado utilizando métodos del cálculo, obtenemos el valor de la pendiente m_1 de la curva de disipación de potencia en el punto Q. La corriente del colector es

$$I_C = \frac{P_C}{V_{CE}}$$

Diferenciando con respecto a V_{CE}, encontramos

$$m_1 = \frac{dI_C}{dV_{CE}} = -\frac{P_C}{V_{CE}^2}$$

Sustituyendo la Ec. 13-1 en este resultado, tenemos

$$m_1 = -\frac{P_C}{V_{CE}^2} = -\frac{V_{CE}I_C}{V_{CE}^2} = -\frac{I_C}{V_{CE}}$$

En el punto de operación

$$I_C = I_{CQ} \quad \text{y} \quad V_{CE} = V_{CEQ}$$

Luego, en el punto de operación,

$$m_1 = -\frac{I_{CQ}}{V_{CEQ}}$$

Si trazamos una línea del origen al punto de operación, esta línea tiene una pendiente m_2 dada por

$$m_2 = \frac{I_{CQ} - 0}{V_{CEQ} - 0} = \frac{I_{CQ}}{V_{CEQ}}$$

Una comparación entre m_1 y m_2 nos muestra que

$$m_2 = -m_1$$

Esto es, la pendiente "que sube" de 0 a Q es idéntica que la pendiente "que baja" de Q a b''. El ángulo α es igual al ángulo β. El triángulo 0-Q-b'' es isósceles. Por lo que por congruencia, V_{CEQ} debe ser el punto medio entre 0 y V_{CC}. De igual manera, I_{CQ} debe ser el punto medio de la línea entre 0 y b'. Por lo que el valor de corriente en b' es $2I_{CQ}$. Podemos resumir estableciendo que:

Cualquier línea de carga que es tangente a una curva de disipación de potencia constante P_C es bisectada en el punto de tangencia.

En la Fig. 13-2, tenemos la misma curva de disipación y la misma línea de carga que utilizamos en la Fig. 13-1. Además, hemos mostrado otras dos curvas de disipación de potencia donde P_{C1} es mayor que P_{C2} y P_{C3} es menor que P_{C2}. Es obvio de esta gráfica que la línea de carga no puede intersectar a P_{C1}. Por otro lado, la línea de carga intersecta a P_{C3} dos veces.

Podemos establecer una conclusión muy importante a partir de estas curvas:

Si dibujamos una línea de carga para tener el punto de operación a la mitad de esta línea, cualquier desplazamiento del punto de ope-

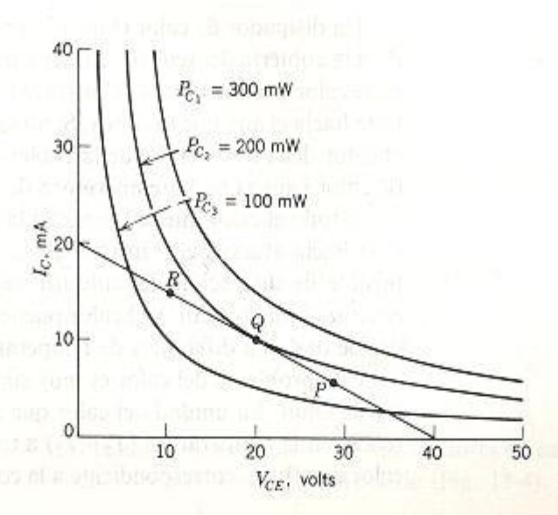


Fig. 13-2 Características del colector que muestra diferentes curvas de disipación.

ración, de Q hacia R o de Q hacia P, debe provocar que la disipación del colector disminuya. De acuerdo con esto, el punto medio de la línea de carga, punto Q, es el peor caso. Si diseñamos el arreglo de disipación de calor para el peor caso, estamos incondicionalmente a salvo.

Sección 13-2 Disipadores de calor

Todos los semiconductores tienen un valor nominal de disipación en el colector, este valor se establece como una función de la temperatura. Estos valores nominales de disipación los establece el fabricante como el resultado de extensas pruebas destructivas. Como se puede recordar, a cierta temperatura, se destruye la estructura cristalina y no hay recuperación ni una segunda oportunidad una vez que pasa esto. El punto crítico en el transistor es la unión entre el colector y la base. La temperatura máxima permisible se expresa como T_J en grados centígrados. Se toma el límite inferior de un semiconductor como -65 °C. Por lo tanto, la restricción en el intervalo de valores de la temperatura de operación de un semiconductor es

$$-65\ ^\circ\mathrm{C} \leq T_J \leq T_{J,\ \mathrm{MAX}}$$

Antes de que se utilicen los transistores, estos se almacenan y debe considerarse la temperatura de almacenamiento, T_{STG}. El concepto de almacenamiento también se aplica a una pieza de equipo completa que está desconectada o que está sirviendo como reserva. El equipo militar, por ejemplo, puede colocarse en un depósito en Alaska o puede almacenarse en un recipiente metálico en el Desierto del Sáhara. El límite de la temperatura de almacenamiento generalmente es el límite de T_J, pero para algunos semiconductores el límite puede ser un poco mayor. La especificación puede leerse, por ejemplo.

$$-65\ ^\circ\mathrm{C} \leq T_J = T_{STG} \leq 150\ ^\circ\mathrm{C}$$

Un disipador de calor (Fig. 13-3) es un dispositivo mecánico conectado a la cubierta del semiconductor y que proporciona una trayectoria para el calor producido. El calor fluye a través del disipador y es transportado hacia el aire que lo rodea. Si no se utiliza un disipador de calor, todo el calor debe transferirse de la cubierta al aire circundante. El disipador de calor causa que la temperatura de la cubierta sea menor.

Si todo el calor que se genera en la unión del colector pudiera transferirse hacia afuera del transistor en forma instantánea, la capacidad permisible de disipación del colector sería infinita. Sin embargo, hay un *retraso térmico* finito, y el calor puede fluir solamente en una trayectoria donde hay una diferencia de temperatura.

Este problema del calor es muy similar al de un circuito eléctrico y la ley de Ohm. La unidad del calor que corresponde al voltaje V es a diferencia en la temperatura $(T_2 - T_1)$ a través del elemento. La cantidad de calor que fluye, correspondiente a la corriente eléctrica I, es el flujo de ca-

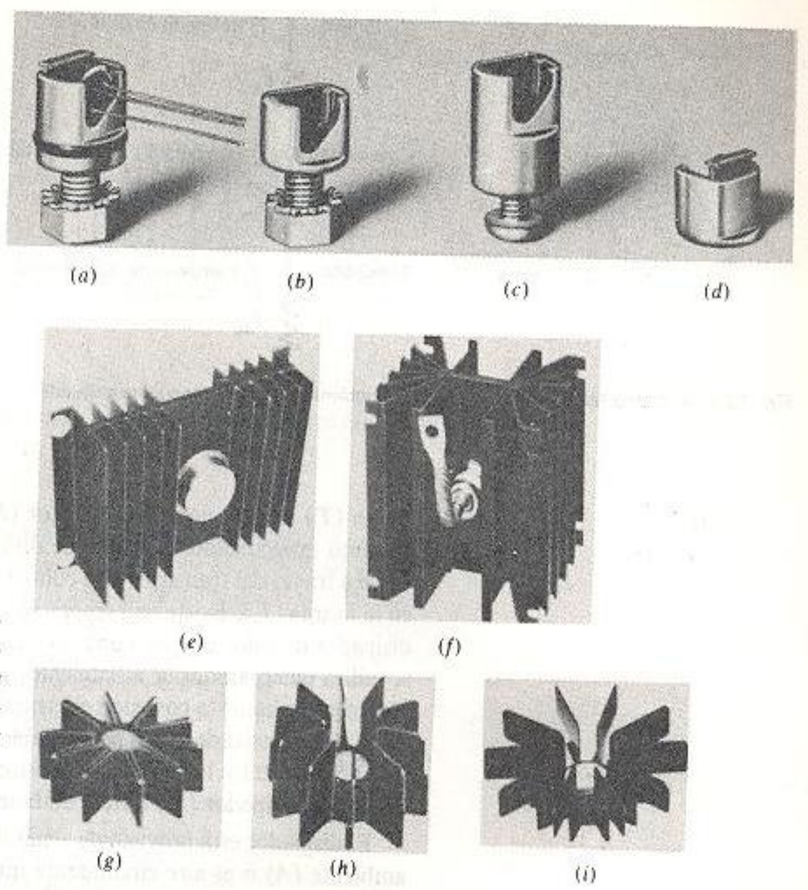


Fig. 13-3 Disipadores de calor típicos (a), (b), (c) y (d). Sujetadores térmicos para encapsulado TO-5. (e) y (f) Enfriadores por convección natural. (g), (h) y (j) Disipadores de calor de presión típicos para diferentes tipos y tamaños de encapsulado. (Cortesía de Wakefield Engineering Inc.)

lor P_C. Luego, por medio del concepto de la ley de Ohm, obtenemos la resistencia térmica θ como

$$\theta = \frac{T_2 - T_1}{P_C} \ \text{°C/W or °C/mW} \qquad (13\text{-}2a)$$

Como para la ley de Ohm, otras formas de representarla son de gran utilidad.

$$T_2 - T_1 = \theta P_C \ \text{°C} \qquad (13\text{-}2b)$$

y

$$P_C = \frac{T_2 - T_1}{\theta} \ \text{W o mW} \qquad (13\text{-}2c)$$

Al trabajar con problemas de disipadores de calor, encontramos que el circuito común es un circuito serie (Fig. 13-4). La temperatura de la



Fig. 13-4 Circuito térmico en serie.

unión (T_J) en la unión base-colector (J) de un transistor es la del valor máximo especificado. El calor de disipación del colector P_C, en watts, fluye a través del transistor a la cubierta (C) y establece una temperatura en la misma (T_C). Existe una separación entre la cubierta del transistor y el disipador de calor que crea una resistencia térmica. En muchas unidades, se utiliza un separador de aislamiento, ya que la cubierta del transistor sirve a menudo como la conexión eléctrica del colector. Con frecuencia se usa una grasa especial de silicio para establecer una buena trayectoria conductora de calor entre la cubierta y el disipador de calor. Entonces, la temperatura del disipador (T_S) difiere de la temperatura de la cubierta.

El disipador está provisto de aletas diseñadas para transferir el calor al ambiente (A) o al aire circundante que está a la temperatura ambiente (T_A).

Como en los circuitos eléctricos, la propiedad de un circuito serie es que la resistencia total es la suma de las resistencias individuales

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \ \text{°C/W or °C/mW} \qquad (13\text{-}3a)$$

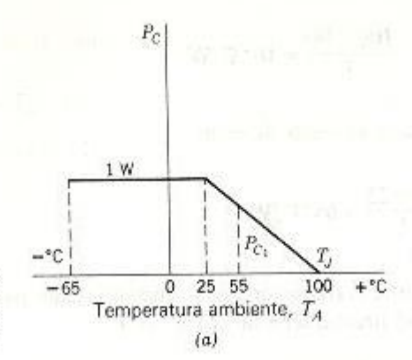
y se puede escribir una ecuación completa de la Ec. 13-2*b* como

$$T_J = T_A + \theta_{JA} P_C \ \text{°C} \qquad (13\text{-}3b)$$

donde P_C es la potencia disipada en el colector.

Ejemplo 13-1

Un transistor puede utilizarse de −65 °C a + 100 °C. En una temperatura ambiente de 25 °C, el transistor puede disipar 1 W sin utilizar un disipador de calor y



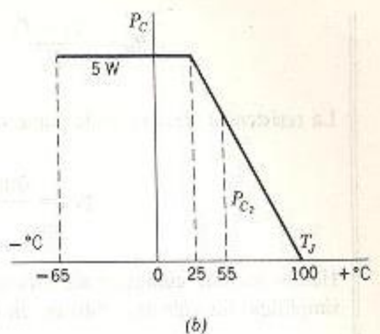


Fig. 13-5 Curvas de reducción de la potencia nominal. (*a*) Sin disipador de calor. (*b*) Con disipador de calor.

5 W con un disipador apropiado. Determine la disipación permisible en cada caso a 55 °C.

Solución

El transistor tiene una especificación de 1 W sin disipador de calor y 5 W con él de −55 °C a +25 °C estas especificaciones son líneas horizontales en las gráficas de la Fig. 13-5. Las especificaciones en las gráficas de la Fig. 13-5. Las especificaciones disminuyen en sentido lineal del máximo a 25 °C a cero a 100 °C como se muestra por las líneas rectas. Las especificaciones deseadas se muestran en las gráficas por medio de las líneas verticales discontinuas a 55 °C.

Los triángulos resultantes son semejantes y podemos formar razones de sus lados correspondientes. Para el caso en que no se usa disipador de calor.

$$\frac{100-55}{100-25}=\frac{P_{C_1}}{1\text{ W}}$$

Resolviendo $$P_{C_1}=\mathbf{0.6\ W}$$

y para el caso en que se utiliza el disipador de calor

$$\frac{100-55}{100-25}=\frac{P_{C_2}}{5\text{ W}}$$

Resolviendo, tenemos

$$P_{C_2}=\mathbf{3.0\ W}$$

Ejemplo 13-2

Suponga que, cuando el transistor del Ej. 13-1 se opera en aire libre (25 °C), la temperatura real de la cubierta del transistor es 90 °C. Determine los valores de θ_{JC} y θ_{CA} y el mínimo valor de θ_{SA} para que pueda usarse un disipador de calor que disipe 5 W en un ambiente de 25 °C.

Solución

El valor de la resistencia térmica de la unión a la cubierta del transistor (θ_{JC}) es

$$\theta_{JC} = \frac{T_2 - T_1}{P_C} = \frac{100 - 90}{1} = \mathbf{10\,°C/W}$$

La resistencia efectiva de la cubierta al ambiente debe ser

$$\theta_{CA} = \frac{90 - 25}{1} = \mathbf{65\,°C/W}$$

Hemos omitido cualquier aislador entre el transistor y el disipador de calor para simplificar los cálculos; esto es, en el circuito serie de la Fig. 13-4.

$$\theta_{CS} = 0 \quad \text{y} \quad T_C = T_S$$

Si P_C debe ser 5 W, tenemos de la Ec. 13-2*b*

$$T_J - T_C = T_J - T_S = \theta_{JC} P_C = 10 \times 5 = 50°\text{C} \qquad (13\text{-}2b)$$

T_J tiene un valor máximo de 100 °C. Por lo que reordenando la Ec. 13-2*b*, tenemos

$$T_C = T_S = T_J - \theta_{JC} P_C = 100 - 50 = 50°\text{C}$$

Podemos obtener las especificaciones mínimas requeridas para el disipador de calor de la Ec. 13-2*a*.

$$\theta_{SA} = \frac{T_S - T_A}{P_C} = \frac{50 - 25}{5} = \mathbf{5\,°C/W} \qquad (13\text{-}2a)$$

El sentido de esta última especificación es éste: Si compramos un disipador de calor que tiene una especificación de 5 °C/W. Si tratamos de disipar 100 W a través de este disipador de calor, la caída de temperatura a través de éste es $\theta_{SA} P_C$ o 5 × 100 o 500 °C. Si utilizamos este mismo disipador de calor en una aplicación donde tenemos que disipar solamente 100 mW (0.1 W), la caída de temperatura a través del disipador es tan sólo 5 × 0.1 o 0.5 °C. Resulta obvio que en el primer caso el disipador de calor es demasiado pequeño y en el segundo es innecesariamente grande.

Ejemplo 13-3

Utilice los datos de los Ejs. 13-1 y 13-2 para el transistor y el disipador de calor. Estos se encuentran en un ambiente de 40 °C. ¿Cuál es el valor máximo permisible de P_C para esta combinación?

Solución

La resistencia térmica total es

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} = 10 + 0 + 5 = 15°\text{C/W} \qquad (13\text{-}3a)$$

Sustituyendo este valor en la Ec. 13-3*b*, tenemos

$$T_J = T_A + \theta_{JA} P_C \qquad (13\text{-}3b)$$

$$100 = 40 + 15P_C$$

Resolviendo para P_C, tenemos

$$P_C = \mathbf{4\ W\ máximo}$$

En la práctica, la resistencia térmica θ_{CS} no puede dejarse pasar inadvertida a menos que el valor de θ para el disipador de calor sea para un dispositivo que no se use con un aislador sino que se le inserten las aletas en la cubierta del transistor (Fig. 13-3*g*, *h* e *i*). En la Tabla 13-1 se proporcionan una lista de materiales típicos, con el valor de sus resistencias térmicas, utilizadas para separar la cubierta del transistor del disipador de calor. Utilizando esta tabla encontramos que el valor de θ para un separador de mica (área = 0.75 plg² = 484 × 10^{-6} m² y un espesor = 0.003 plg = 76 × 10^{-6} m) es

$$\theta = \frac{\varrho t}{A} = \frac{66(°\text{C} \times \text{plg/W}) \times 0.003\ (\text{plg})}{0.75\ (\text{plg}^2)} = 0.264\ °\text{C/W}$$

o

$$\theta = \frac{\rho_1 t_1}{A_1} = \frac{1.676\ (°\text{C} \times \text{m/W}) \times 76 \times 10^{-6}\ (\text{m})}{484 \times 10^{-6}\ (\text{m}^2)} = 0.264°\text{C/W}$$

Tabla 13-1 Resistencia térmica específica de materiales de separadores

Material	r(°C × plg/watt)	rl(°C × m/watt)
Aire tranquilo	1200	30.48
Grasa de silicio	204	5.182
Película de Mylar	236	5.994
Mica	66	1.676
Compuesto Wakefield Tipo 120	56	1.422
Wakefield Delta Bond 152	47	1.194
Anodizado	5.6	0.1422
Aluminio	0.19	4.826 × 3
Cobre	0.10	2.540 × 103

$\theta = \varrho t/A$ °C/W donde t es el espesor en pulgadas y A en pulgadas cuadradas.
$\theta = \varrho_1 t_1/A_1$ °C/W donde t es el espesor en metros y A en metros cuadrados.

Fuente: Cortesia de Wakefield Engineering Inc.

Si este separador se utiliza en un semiconductor que disipa 100 W, la caída de temperatura a través del separador mismo es mayor de 26 °C, la cual no es insignificante.

La grasa de silicio, al llenar las raspaduras y los espacios de aire, puede reducir la caída de temperatura del refuerzo del montaje de un semiconductor de 200 W a su disipador de calor por, aproximadamente, 15°C.

Se puede utilizar un ventilador para mejorar la transferencia de calor de los disipadores de calor de los semiconductores grandes. Un ventilador con una vida garantizada de 5 años cuesta aproximadamente $5. Cuando la disipación de potencia total es del orden de 300 W o más, se vuelve práctico el uso del ventilador de enfriamiento.

Ejemplo 13-4

Un transistor pequeño tiene las siguientes especificaciones.

$$T_A \text{ a } 25°C \qquad P_C = 0.8\text{ W}$$

$$T_C \text{ a } 25°C \qquad P_C = 3.0\text{ W}$$

$$-65°C < T_J = T_{STG} < 200°C$$

$$\theta_{JC} = 58.3°C/W \qquad \theta_{JA} = 219°C/W$$

El disipador de calor b de la Tabla 13-2 se utiliza para sujetar el montaje a un chasis que tiene una temperatura de 30 °C. ¿Cuál es el máximo valor de P_C con este arreglo?

Solución

El disipador de calor b tiene un valor de θ_{SA} de 4.1 °C/W. Puesto que lo estamos utilizando, la resistencia térmica total es

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{SA} = 58.3 + 4.1 = 62.4°C/W \qquad (13\text{-}3a)$$

Luego, utilizando la Ec. 13-3b, encontramos

$$T_J = T_A + \theta_{JA}P_C \qquad (13\text{-}3b)$$

$$200 = 30 + 62.4P_C$$

$$P_C = \mathbf{2.73\ W\ máximo}$$

Nota: En los problemas de disipadores de calor, siempre tomamos la condición del peor caso para proteger al transistor.

Ejemplo 13-5

Un transistor grande tiene las especificaciones siguientes

Tabla 13-2 Datos típicos de los disipadores de calor

Figura[a]	Grados centígrados por watt (de la cubierta al chisis)	Costo aproximado
a	6.0	25 ¢
b	4.1	18 ¢
c	5.3	20 ¢
d	4.0	13 ¢

Figura[a]	Tipo	Tamaño HWD (pulgadas)	Tamaño HWD (cm)	Costo aproximado
e	NC 401	1.50 × 4.81 × 1.25	3.81 × 12.22 × 3.18	$1.50
e	NC 403	3.00 × 4.81 × 1.25	7.62 × 12.22 × 3.18	$1.75
e	NC 413	3.00 × 4.81 × 1.87	7.62 × 12.22 × 4.75	$2.40
e	NC 421	3.00 × 4.81 × 2.63	7.62 × 12.22 × 6.68	$2.50
e	NC 423	5.50 × 4.81 × 2.63	13.97 × 12.22 × 6.68	$3.60
f	NC 441	5.50 × 4.75 × 4.50	13.97 × 12.04 × 11.43	$6.40

[a]Ilustrada en la Fig. 13-3.
Fuente: Cortesía de Wekefield Engineering, Inc.

$$-65°C \leq T_J = T_{STG} \leq 100°C$$

$$P_C = 30 \text{ W para } T_{MF} \leq 55°C$$

T_{MF} es la temperatura de la estructura del montaje (el disipador de calor). ¿Cuál disipador de calor puede utilizarse para disipar 30 W si el ambiente está a 25 °C.

Solución

La caída de temperatura permisible a través del disipador de calor es

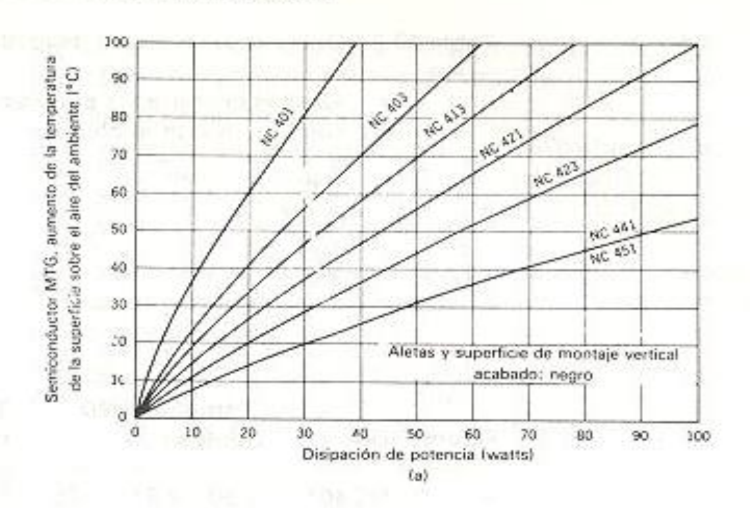
$$T_{SA} = T_{MF} - T_A = 55 - 25 = 30°C$$

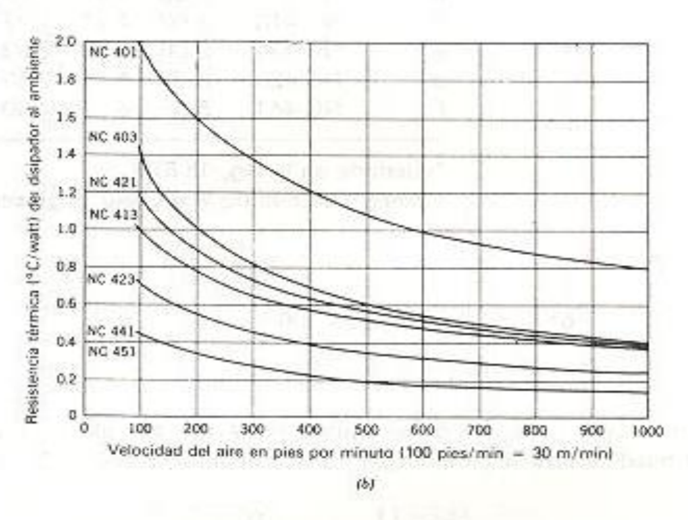
Localice un punto en la curva de la Fig. 13-6*a* correspondiente a 30 W y un aumento de temperatura de 30 °C. Solamente tres de los disipadores de calor son capaces de manejar esta disipación.

NC 423 que da un aumento de 28 °C

NC 441 y NC 451 que dan un aumento de 20 °C.

El disipador de calor NC 423 proporciona un margen de 2 °C mientras que el NC 441 y el NC 451 proporcionan un margen de 10 °C en el caso en que la temperatura ambiente aumente arriba de 25 °C. Unos





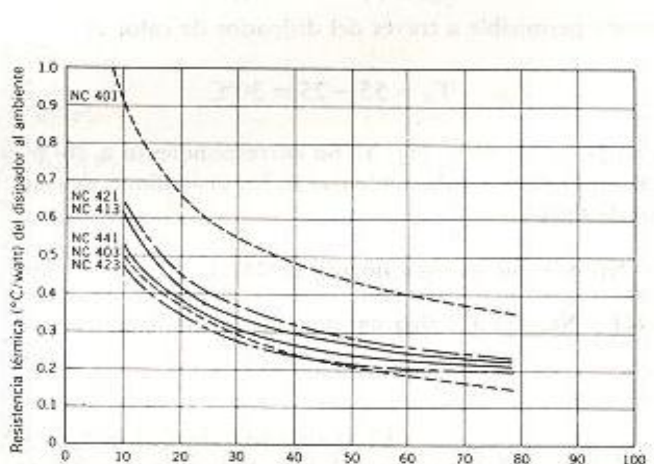


Fig. 13-6 Características de convección. Datos para disipadores de calor grandes registrados en la Tabla 13-2 e ilustrados en la Fig. 13-3 (*e*) y (*f*). (*a*) Convección natural. (*b*) Convección forzada por la velocidad del aire. (*c*) Convección forzada por el flujo del aire. (*Cortesía de Wakefield Engineering, Inc.*)

pocos grados de aumento en la temperatura ambiente podrían ocurrir fácilmente si la circulación de aire fuera bloqueada sin darse cuenta, digamos con un abrigo o un saco que se colocara sobre el equipo. El margen pequeño de reserva del disipador de calor NC 423 no es suficiente para prevenir al transistor de la destrucción en ese caso.

Cuando se genera el calor en la unión del colector, hay un tiempo de retraso finito para que el calor fluya lejos de la unión. Los pulsos transitorios pueden destruir un semiconductor debido a este retraso térmico. Si no se extrae el calor, la temperatura aumenta y se produce más corriente. Por lo tanto, la disipación se incrementa. A esta espiral creciente del calor en una unión se le llama *carrera térmica*. Si se coloca un amperímetro en el circuito del colector, la lectura del medidor aumenta progresivamente hasta la destrucción del transistor.

De acuerdo con el análisis desarrollado de la Fig. 13-1, cuando el punto de operación está en el centro de la línea de carga en $V_{CE} = \frac{1}{2} V_{CC}$, cualquier cambio en el punto de operación a partir de este punto tangente a la línea de disipación de colector constante resulta en una reducción de la disipación del colector. Si R es el valor de la resistencia de la línea de carga, y si el punto de operación está en $\frac{1}{2} V_{CC}$, la disipación del colector, P_C es

$$P_C = (\tfrac{1}{2} V_{CC})^2 / R$$

Resolviendo para R, tenemos

$$R = \frac{V_{CC}^2}{4P_C}$$

Si P_C es la disipación del colector máxima permisible bajo un conjunto dado de condiciones de operación para una temperatura ambiente particular y un disipador de calor conocido, R es el valor mínimo requerido de la resistencia de cd en el circuito del colector para proteger al semiconductor de la carrera térmica.

$$R_{\min} = \frac{V_{CC}^2}{4P_C} \qquad (13\text{-}4)$$

Problemas

13-2.1 Un transistor tiene las siguientes especificaciones

$$-65°C \leq T_J = T_{STG} \leq 100°C$$

$$\text{a } 25°C\ T_A, \qquad P_C = 1.0\ W$$

$$\text{a } 25°C\ T_C, \qquad P_C = 7.5\ W$$

Encuentre θ_{JA} y θ_{JC}.

13-2.2 Utilizando los datos del Prob. 13-2.1, encuentre las especificaciones de potencia para una temperatura ambiente de 60 °C

y también para una temperatura de la cubierta del transistor de 60 °C.

13-2.3 Un transistor 2N404 es especificado en aire libre a 150 mW y tiene un valor máximo para T_J de 85 °C. ¿Cuáles son los valores de reducción de su potencia nominal en mW/°C para temperaturas mayores?

13-2.4 Un transistor en el aire libre tiene un valor para θ_{JA} de 0.25 °C/mW, y para un disipador de calor infinito θ_{JC} es de 0.11 °C/mW. La temperatura máxima en la unión T_J es 85 °C. Se utiliza el disipador de calor *c* registrado en la Tabla 13-2 en un ambiente de 35 °C. ¿Cuál es la disipación máxima permisible del colector? ¿Cuál es la disipación máxima permisible del colector en un ambiente de 35 °C sin disipador de calor?

13-2.5 La temperatura de operación en una unión es de 125 °C. La disipación total a una temperatura en la cubierta de 25 °C es 0.5 W y en un ambiente de 25 °C la disipación total es 0.2 W. ¿Cuál es el valor de θ_{CA}?

13-2.6 Un transistor que opera a una temperatura en la unión de 170 °C tiene una capacidad de disipación de potencia de 12 W cuando la cubierta está a 25 °C. Se usa el transistor con un disipador de calor *b* registrado en la Tabla 13-2. La temperatura ambiente es 60 °C. ¿Cuál es la disipación del colector máxima permisible para el transistor con el disipador de calor?

13-2.7 La disipación de potencia permisible de un transistor en o abajo de la temperatura de la estructura de montaje de 70 °C es 60 W. Seleccione un disipador de calor de la Fig. 13-6 que disipará esta potencia por enfriamiento de convección natural en un ambiente de 25 °C. ¿Cuál es la reserva para este disipador de calor en un incremento de la temperatura ambiente?

13-2.8 Repita el Prob. 13-2.7 si la temperatura ambiente es 50 °C. Se requiere enfriamiento con aire forzado. Determine el flujo de aire requerido. La temperatura del aire también es 50 °C.

13-2.9 El área de la superficie de un transistor en contacto con un disipador de calor es 1.20 m². El transistor disipa 40 W. Irregularidades en la superficie del transistor y su disipador de calor crean un espacio de aire efectivo de 0.0002 plg. ¿Cuál es la caída de temperatura a través del espacio de aire? ¿Cuál es la caída de temperatura a través del espacio si se utiliza grasa de silicio? ¿Si se usa Delta Bond 152? Las resistencias térmicas se dan en la Tabla 13-1.

13-2.10 Se puede operar un transistor con una temperatura en la unión de 200 °C. El transistor puede disipar 1 W sin disipador de calor a 25 °C de temperatura ambiente. El transistor puede disipar 10 W cuando se utiliza con un disipador de calor infinito en un ambiente de 25 °C. El transistor se utiliza con un disipador de calor que tiene una especificación de 10 °C/W en un ambiente de 25 °C. ¿Qué disipación puede tolerar este transistor con este disipador de calor?

Fig. 13-7 Un amplificador de potencia acoplado con transformador.

Sección 13-3 El amplificador acoplado por transformador

En la Fig. 13-7 se muestra el circuito de un *amplificador acoplado por transformador*. Se utiliza un transformador $T1$ para acoplar el transistor $Q1$ a la carga R_L. La razón de vueltas α del transformador convierte la resistencia de carga R_L en un nuevo valor *reflejado* R_a. El transformador se usa para *igualar* la carga al transistor. Como recordamos de la teoria de circuitos de ca, definimos la razón de vueltas α del transformador como

$$\alpha \equiv \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{\text{sal}}}{V_{ce}} \qquad (13\text{-}5a)$$

Luego

$$R_a = \frac{1}{\alpha^2} R_L \qquad (13\text{-}5b)$$

En esta sección, mostraremos cómo una línea de carga para R_a se coloca en las características del colector del transistor $Q1$.

Cuando la resistencia de cd del primario se toma en cuenta, se dibuja una línea de carga de cd AB en las curvas características del transistor (Fig. 13-8). En la misma manera que las líneas de carga en el Cap. 6. Por lo general, no se toma en cuenta esta resistencia de cd, y la línea de carga para este valor de resistencia cero es la línea vertical AC. El punto de operación debe estar situado en la línea de carga de cd. Para la línea de carga de cd AC, notamos que el voltaje de operación del colector, V_{CEQ}, es idéntico al voltaje de la fuente de alimentación V_{CC}. Así que, el punto de operación está determinado por el valor de la corriente de polarización I_{BQ} (Fig. 13-7). Una línea de carga de ca de valor igual al de la resistencia reflejada R_a se traza a través del punto de operación.

Supongamos los siguientes valores del punto de operación de $Q1$ en la Fig. 13-7.

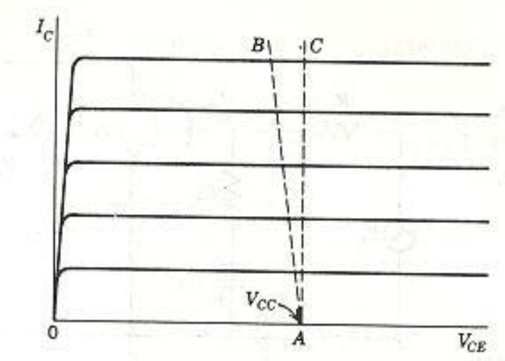


Fig. 13.8 Determinación del punto de operación.

$$V_{CC} = V_{CEQ} = -20 \text{ V} \qquad I_{CQ} = 372 \text{ mA}$$

$$R_a = 60\ \Omega \qquad I_{BQ} = 3.72 \text{ mA}$$

Suponga que la resistencia de cd del primario del transformador es insignificante.

En el valor del voltaje de alimentación, 20 V, se dibuja una línea vertical (Fig. 13-9). El punto de operación Q debe estar situado en esta línea vertical. De los cálculos de la polarización, éste debe ser la intersección de esta línea vertical con la curva de I_{BQ} = 3.72 mA. Un método simple utilizado para dibujar la línea de ca es suponer un cambio pequeño y conveniente en la corriente, y por medio de la ley de Ohm determinar el cambio de voltaje correspondiente. Para 60 Ω, un cambio supuesto en la corriente de 160 mA produce un cambio en el voltaje de 60 Ω × 0.160 A o 9.6 V. En la Fig. 13-9, si nos desplazamos 9.6 V a la izquierda a lo largo de la trayectoria p y 160 mA hacia arriba en la escala de I_C a lo largo de la trayectoria q, localizamos el punto x. Asimismo, un desplazamiento de 9.6 V a la derecha a lo largo de la trayectoria n y 160 mA hacia abajo a lo largo de la trayectoria m localiza el punto y. La línea que se dibuja a través de los puntos Q, x, y y se extiende más allá del punto x y y es la línea de carga de ca. La línea de carga se extiende más allá de x y de y para dar la longitud de la línea de carga que se requiere para manipular todo el intervalo de variación de la señal.

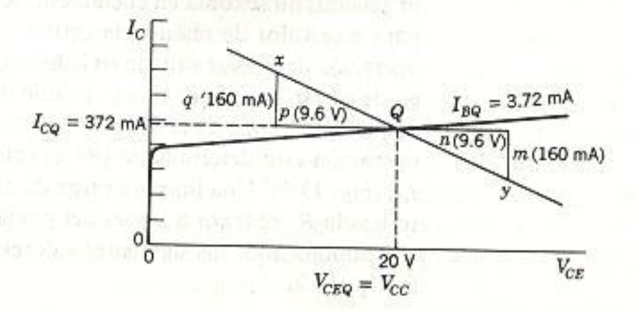
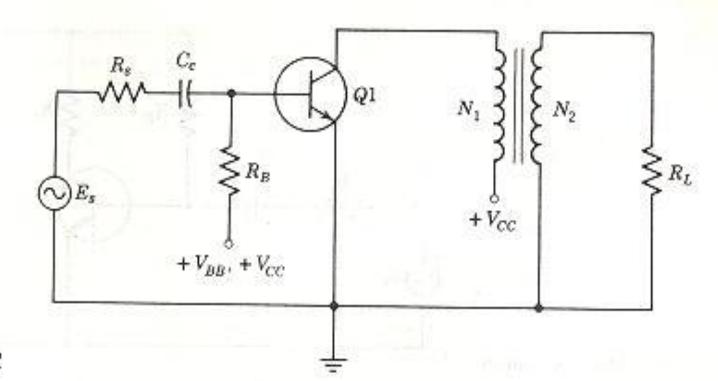


Fig. 13-9 Línea de carga para un amplificador acoplado con transformador.



Circuito para los Probs. 13-3.1 y 13-3.2

Problemas Suponga que el transistor de silicio tiene una característica de colector ideal y que sus parámetros son

$$\beta = 60 \quad \text{y} \quad r'_e = \frac{50\ \text{mV}}{I_E}$$

13-3.1 El voltaje de alimentación es +12 V. La razón de vueltas del transformador N_2/N_1 es 4. El valor de la resistencia de carga R_L es 2500 Ω. Determine el valor de R_B requerido para fijar I_C a 100 mA. Dibuje la línea de carga sobre la característica ideal del colector.

13-3.2 El voltaje de alimentación es +20 V. La razón de vueltas del transformador es N_2/N_1 es 1/4. El valor de la resistencia de carga R_L es 30 Ω. Determine la resistencia de polarización R_B requerida para fijar I_C a 25 mA. Dibuje la línea de carga sobre la característica ideal del colector.

Sección 13-4 El amplificador de potencia clase-A

Un *amplificador clase-A* se define como un amplificador en el cual la corriente de señal en la salida no está limitada por recortes causados, ya sea por saturación o corte. Todos los amplificadores que hemos considerado en este texto son amplificadores clase-A.

La línea de carga para el circuito de la Fig. 13-10 se muestra en la característica del colector dada en la Fig. 13-11. La polarización establece el punto de operación en el punto Q sobre la línea de carga. Una señal aplicada a la base desplaza al punto de operación dinámico entre los puntos 1 y 2. Construyamos los rectángulos.

0-7-10-11-0

y 2-4-1-5-2

y extendamos la línea vertical del punto 12 a través del punto de operación Q al punto 3.

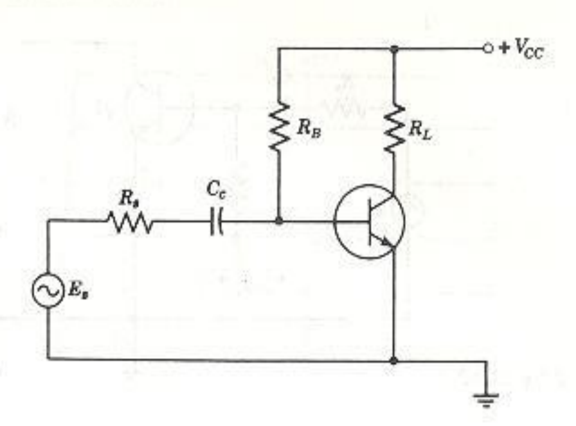


Fig. 13-10 Amplificador de potencia con carga resistiva.

El rectángulo grande 0-7-10-11-0 tiene el área $I_{CQ}V_{CC}$. Esta área da la potencia total suministrada por la fuente de alimentación al circuito del colector.

El rectángulo 0-7-0-12-0 tiene el área $I_{CQ}V_{CE}$. Esta área representa la potencia total entregada al mismo transistor. Cuando no hay señal, esta potencia es el valor de la disipación del colector P_C. El disipador de calor utilizado para el transistor debe ser capaz de disipar P_C.

El rectángulo 12-9-10-11-12 es la diferencia entre la potencia total de entrada y la disipación del colector. De acuerdo con lo anterior, ésta es la pérdida de calor de cd en R_L.

El rectángulo 2-4-1-5-2 tiene el área $(V_{\text{máx}} - V_{\text{mín}})(I_{\text{máx}} - I_{\text{mín}})$. Si dividimos el valor de pico-a-pico (máx-mín) entre 2, obtenemos el valor de pico. Si dividimos el valor de pico entre $\sqrt{2}$, tenemos el valor efectivo. El

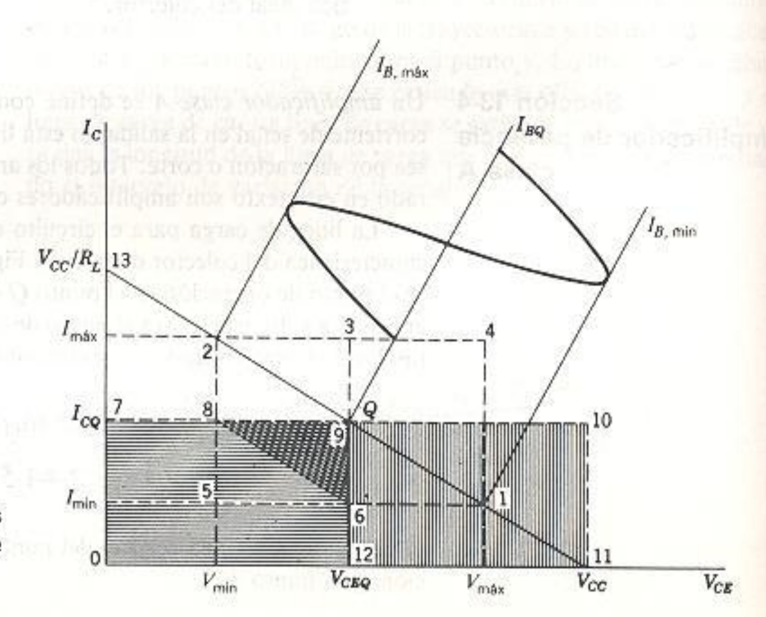


Fig. 13-11 Representación de las potencias en una característica de colector.

producto del voltaje efectivo por la corriente eficaz es la potencia promedio de ca en la carga.

$$P_L = \frac{V_{máx} - V_{mín}}{2\sqrt{2}} \times \frac{I_{máx} - I_{mín}}{2\sqrt{2}}$$

$$P_L = \frac{(V_{máx} - V_{mín})(I_{máx} - I_{mín})}{8} \qquad (13\text{-}6)$$

Por lo tanto, si dividimos este rectángulo en cuatro partes iguales, la mitad de una de las cuatro partes representa, en forma gráfica, la potencia de ca en la carga. Así que vamos a tomar el rectángulo 5-8-9-6-5 y tomamos la mitad de él, el triángulo 8-9-6, nos representa la *potencia de ca en la carga.*

De esta representación gráfica, vemos que el circuito toma $V_{CC}I_{CQ}$ watts (el área sombreada total) de la fuente de alimentación. Parte de esta potencia $(V_{CC} - V_{CEQ})I_{CQ}$ (el área sombreada por líneas verticales) es perdida como disipación de calor de R_L, el resto de la potencia, $V_{CEQ}I_{CQ}$ es entregada al transistor. Cualquier parte de esta potencia que no se convierte en una potencia de salida de ca es la disipación de calor P_C en el transistor. La Fig. 13-11 muestra esta disipación de calor como el área sombreada con líneas horizontales. Si se reduce a cero la señal, la potencia de salida es cero, y la disipación del colector es $V_{CEQ}I_{CQ}$.

Cuando el punto de operación se localiza en su valor óptimo, esto es en el punto medio de la línea de carga, punto Q de la Fig. 13-12. Cuando la señal de entrada se aumenta a partir de cero, los valores máximo y mínimo se mueven hacia los extremos de la línea de carga en forma simultánea. Ahora el transistor está entregando la máxima potencia sin distorsión a la carga. Es aparente del diagrama que el área del triángulo B sea igual a la del triángulo C. También el rectángulo formado por los triángulos B y C iguala el área del rectángulo A. Por lo tanto, cuando definimos la eficiencia total del amplificador como

$$\eta_{total} \equiv \frac{P_L}{V_{CC}I_{CQ}} \times 100\% \qquad (13\text{-}7a)$$

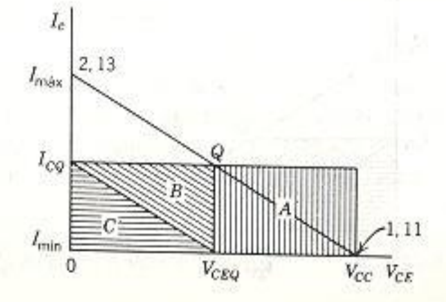


Fig. 13-12 Distribución de potencia en un amplificador clase-A (Carga resistiva) con polarización óptima y señal máxima.

vemos que

> *La eficiencia máxima posible de un amplificador clase-A con carga resistiva es el 25%.*

Naturalmente, si se reduce la señal de entrada a cero, esta eficiencia es cero.

De manera similar, si definimos la eficiencia del colector del transistor como

$$\eta_{\text{col}} \equiv \frac{P_L}{V_{CEQ} I_{CQ}} \times 100\% \qquad (13\text{-}7b)$$

vemos que

> *La eficiencia máxima posible del colector de un amplificador clase-A con carga resistiva es el 50%.*

Si utilizamos un transformador para excitar la carga (Fig. 13 13), V_{CEQ} y V_{CC} son del mismo valor. La línea de carga de la Fig. 13-13 se convierte en la línea de carga de ca dibujada a través del punto de operación (Fig. 13-13). El rectángulo sombreado A que teníamos en la Fig. 13-12 no puede existir. Toda la potencia entregada por la fuente de potencia se entrega al transistor. Ahora, la eficiencia total y la del colector son idénticas.

$$\eta_{\text{total}} = \eta_{\text{col}} = \frac{P_L}{V_{CC} I_{CQ}} \times 100\% = \frac{P_L}{V_{CEQ} I_{CQ}} \times 100\% \qquad (13\text{-}7c)$$

Vemos que

> *La eficiencia total máxima posible y la eficiencia máxima posible del colector para un amplificador clase-A con transformador de salida es el 50% para ambas.*

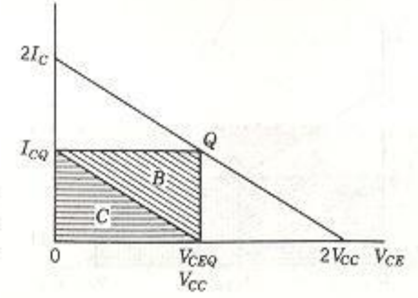


Fig. 13-13 Distribución de potencia en un amplificador de clase-A (carga con transformar) con polarización óptima y señal máxima.

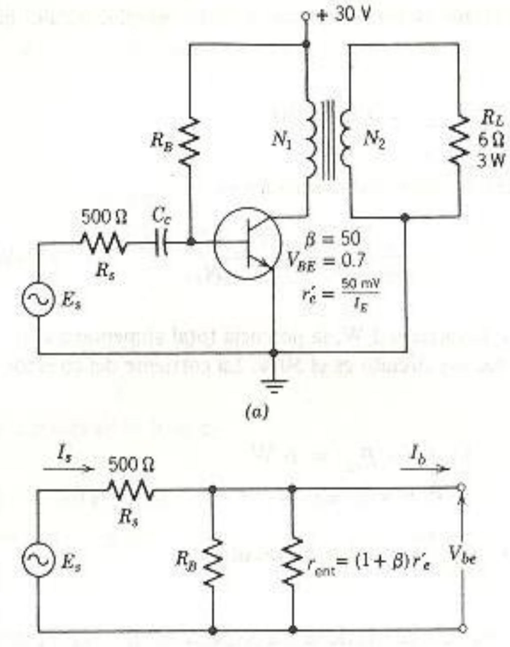


Fig. 13-14 Cálculos para el amplificador de potencia clase-A. (*a*) Circuito. (*b*) Circuito equivalente de entrada.

Ejemplo 13-6
Determine la razón de vueltas del transformador, la corriente del colector y la disipación del colector para el amplificador mostrado en la Fig. 13-14*a*.

Solución
La ecuación para la potencia de ca en la carga es

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{(V_m/\sqrt{2})^2}{R_L} = \frac{V_m^2}{2R_L}$$

Resolviendo para V_m, encontramos

$$\boxed{V_m = \sqrt{2P_L R_L}} \qquad (13\text{-}8)$$

La Ec. 13-8 es muy útil porque, si tenemos los valores de R_L y de P_L, obtenemos el valor de pico de V_L. Cuando este valor pico se refleja a través del transformador, tenemos el voltaje de alimentación para el circuito, V_{CC}.
Utilizando la Ec. 13-8, encontramos que el valor pico del voltaje en la carga es

$$V_m = \sqrt{2P_L R_L} = \sqrt{2 \times 3 \text{ W} \times 6\ \Omega} = 6 \text{ V} \qquad (13\text{-}8)$$

La señal de pico a pico del colector es dos veces el voltaje de la fuente de alimentación si el circuito está polarizado en forma óptima. En este ejemplo, el valor pico de la señal en el colector es

$$V_{c,\,\text{máx}} = V_{CC} = 30\ \text{V}$$

La razón de vueltas requerida para el transformador es

$$\alpha = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_m}{V_{CC}} = \frac{6\ \text{V}}{30\ \text{V}} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{5}} = \frac{N_2}{N_1} \qquad (13\text{-}5a)$$

Si la potencia requerida en la carga es 3 W, la potencia total alimentada es 6 W, puesto que la eficiencia total del circuito es el 50%. La corriente del colector se determina por

$$V_{CC}I_C = P_{\text{cd}} = 6\ \text{W}$$

$$30\ \text{V} \times I_C = 6\ \text{W}$$

$$I_C = \frac{6\ \text{W}}{30\ \text{V}} = 0.2\ \text{A} = \mathbf{200\ mA}$$

Cuando se obtiene del circuito la potencia de salida plena, la eficiencia es el 50%.

$$P_C = P_{\text{cd}} - P_L = 6 - 3 = 3\ \text{W}$$

Sin embargo, si E_s se hace menor que su valor máximo, P_C aumenta. Cuando E_s se reduce a cero.

$$P_C = P_{\text{cd}} = \mathbf{6\ W}$$

Por lo que el transistor requerido debe tener las especificaciones

$$I_C = 0.2\ \text{A} \qquad P_C = 6\ \text{W} \qquad \text{y} \qquad BV_{CE} = 60\ \text{V}$$

También debemos proporcionar un arreglo disipador de calor que pueda disipar 6 W.

Ejemplo 13-7

Determine los valores de V_{be}, E_s, y la potencia requerida de la fuente para obtener 3 W en la carga del circuito de la Fig. 13-14*a*. Encuentre la ganancia de potencia del circuito en decibeles.

Solución

El modelo para el circuito de entrada se muestra en la Fig. 13-14*b*. Las cantidades desconocidas se señalan en este modelo.

Si el valor de β es 50, la corriente pico de la base es

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{200\ \text{mA}}{50} = 4\ \text{mA}$$

El valor de I_C es 200 mA y el de I_E es

$$I_E = I_C + I_B = 200 + 4 = 204 \text{ mA} \qquad (4\text{-}1)$$

El valor de r_e' es

$$r_e' = \frac{50 \text{ mV}}{I_E} = \frac{50 \text{ mV}}{204 \text{ mA}} = 0.245\ \Omega \qquad (7\text{-}5)$$

La resistencia de entrada de ca r_{ent} a la base es

$$r_{\text{ent}} = (1+\beta)r_e' = (1+50)0.245 = 12.5\ \Omega \qquad (7\text{-}7)$$

La ecuación de voltajes de Kirchhoff a través de la base es

$$V_{CC} = V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$
$$30 \text{ V} = 0.004 \text{ A} \times R_B + 0.7 \text{ V}$$
$$0.004 \text{ A} \times R_B = 29.3 \text{ V}$$
$$R_B = 7325\ \Omega$$

La carga de ca en el colector r_c se obtiene por medio de la ley de Ohm como

$$r_c = \frac{V_{c,\text{ máx}}}{I_{c,\text{ máx}}} = \frac{30 \text{ V}}{0.2 \text{ A}} = 150\ \Omega$$

La ganancia de voltaje A_v a través del transistor es

$$A_v = \frac{r_c}{r_e'} = \frac{150\ \Omega}{0.245\ \Omega} = 612 \qquad (7\text{-}8a)$$

El valor pico de V_{be} es

$$V_{be,\text{ máx}} = \frac{V_{c,\text{ máx}}}{A_v} = \frac{30 \text{ V}}{612} = 0.049 \text{ V} = \mathbf{49\ mV}$$

El valor pico de E_s se encuentra por medio de la regla del divisor de voltaje

$$V_{be} = \frac{r_{\text{ent}}}{r_{\text{ent}} + R_s} E_s \qquad (7\text{-}2)$$

Sustituyendo valores, tenemos

$$49 \text{ mV} = \frac{12.5\ \Omega}{12.5\ \Omega + 500\ \Omega} E_s$$

Resolviendo para E_s, encontramos

$$E_s = 2000 \text{ mV} = \mathbf{2\ V\ pico}$$

La carga E_s es $(R_s + r_{ent})$ y la corriente I_s en E_s es

$$I_s = \frac{E_s}{R_s + r_{ent}} = \frac{2 \text{ V}}{500\ \Omega + 12.5\ \Omega} \approx 0.004 \text{ A} = 4 \text{ mA}$$

El valor pico de la potencia excitadora es

$$E_{s,\,máx} I_{s,\,máx} = 2 \text{ V} \times 4 \text{ mA} = 8 \text{ mW pico}$$

y la potencia promedio es la mitad de la potencia pico

$$P_s = \mathbf{4\ mW}$$

La ganancia de potencia es

$$dB = 10 \log_{10} = \frac{P_{sal}}{P_s} = 10 \log_{10} \frac{3 \text{ W}}{0.004 \text{ W}} = \mathbf{+29\ dB}$$

Debemos reconocer que estos valores numéricos son ideales fundados en la obtención del valor teórico de la eficiencia y en el uso de un transformador ideal que tiene una eficiencia del 100%. Prácticamente, podemos obtener una eficiencia de colector del orden del 45 al 48%. También encontramos que la eficiencia del transformador está en el intervalo del 90 al 95%. De acuerdo con esto, los valores numéricos que hemos obtenido se utilizan como una guía para el diseño final. La fuente de voltaje, E_s y la disipación del colector deben tener valores un poco mayores para obtener una potencia real de 3 W en la carga.

Los efectos de la variación en la señal de entrada E_s, en el circuito de la Fig. 13-14*a* se muestran en la Fig. 13-15. El circuito es un circuito lineal. Por lo tanto, la gráfica del voltaje de señal de pico contra E_s debe ser una línea recta (Fig. 13-15*a*). Puesto que la potencia de salida es proporcional al cuadrado del voltaje, dicha potencia (Fig. 13-15*b*) es una curva cuadrática. La potencia de entrada $V_{CC}I_{CQ}$ es un valor constante, una línea horizontal. La distancia entre $V_{CC}I_{CQ}$ y P_L a cualquier valor de E_s es la disipación del colector P_C para dicho valor de E_s. La variación de la disipación del colector se muestra en la Fig. 13-15*c*. La eficiencia es

$$\eta_{total} = \eta_{col} = \frac{P_L}{V_{CC}I_{CQ}} \times 100\% \qquad (13\text{-}7c)$$

Puesto que $V_{CC}I_{CQ}$ es un valor constante, la curva de eficiencia (Fig. 13-15*d*) debe tener la misma forma que la curva de potencia en la carga. La curva de eficiencia aumenta a un valor máximo del 50%.

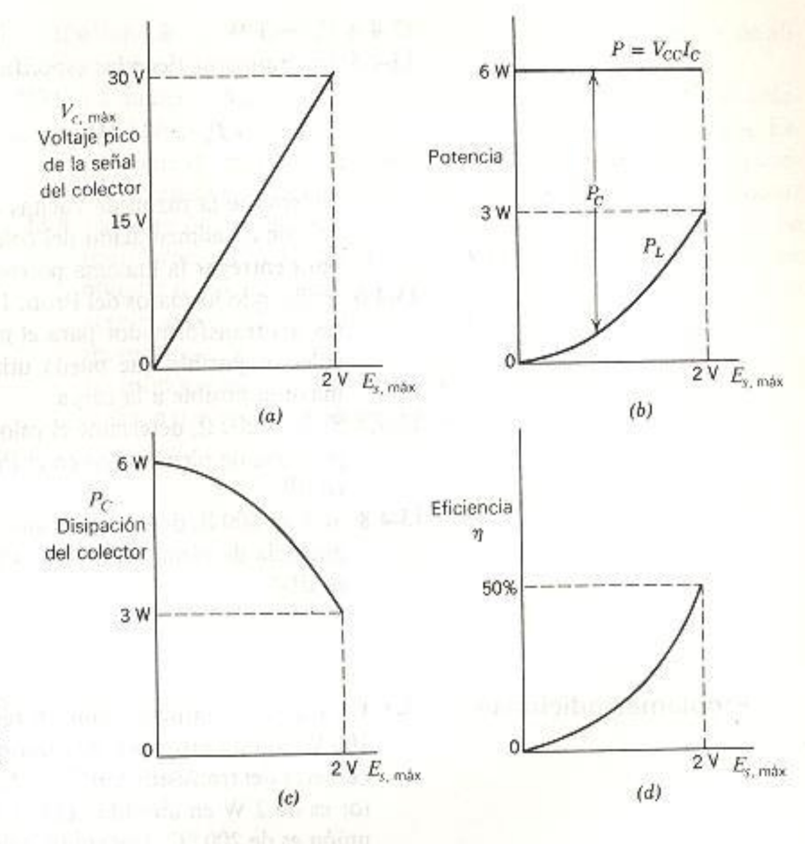


Fig. 13-15 Efecto de la variación del nivel de la señal de entrada. (*a*) Variación de la señal pico del colector. (*b*) Variación de la potencia en la carga. (*c*) Variación de la disipación del colector. (*d*) Variación de la eficiencia.

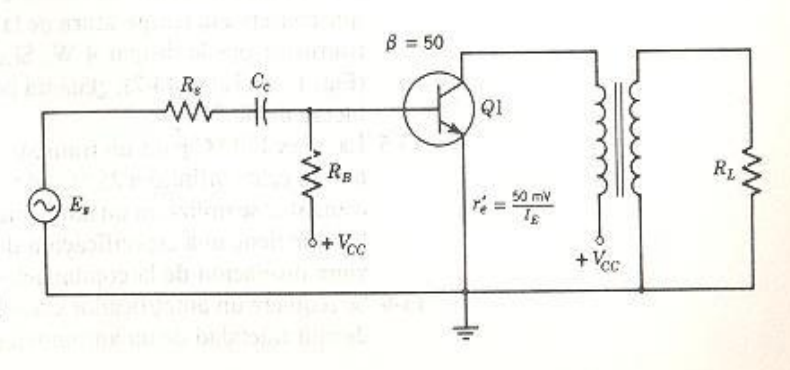
Problemas

En los Probs. del 13-4.1 al 13-4.8 determine la razón de vueltas requerida para el transformador y los valores de I_{CQ}, P_C y BV_{CE} para el transistor de potencia requerido.

13-4.1 $P_L = 2$ W $\quad R_L = 8\ \Omega \quad V_{CC} = +12$ V

13-4.2 $P_L = 200$ mW $\quad R_L = 200\ \Omega \quad V_{CC} = +30$ V

13-4.3 $P_L = 10$ W $\quad R_L = 20\ \Omega \quad V_{CC} = +20$ V



Circuito para los Probs. del 13-4.1 al 13-4.8

13-4.4 $P_L = 1$ W $\quad R_L = 16\ \Omega \quad V_{CC} = +24$ V

13-4.5 Un transistor tiene las especificaciones máximas

$$P_C = 15 \text{ W}, I_{CQ} = 2 \text{ A, y } BV_{CE} = 30 \text{ V}$$

Determine la razón de vueltas del transformador para el mayor voltaje de alimentación del colector posible que puede utilizarse para entregar la máxima potencia posible a una carga de 8 Ω.

13-4.6 Utilizando los datos del Prob. 13-4.5, determine la razón de vueltas del transformador para el menor voltaje de alimentación del colector posible que pueda utilizarse para entregar la potencia máxima posible a la carga.

13-4.7 Si R_s es 200 Ω, determine el valor de E_s requerido para entregar la potencia de plena carga en el Prob. 13-4.1. ¿Cuál es la ganancia en dB?

13-4.8 Si R_s es 500 Ω, determine el valor de E_s requerido para entregar la potencia de plena carga en el Prob. 13-4.4. ¿Cuál es la ganancia en dB?

Problemas adicionales

13-1 Un transistor utilizado con un regulador de voltaje puede disipar 100 W con un disipador de calor que conserva la temperatura de la cubierta del transistor a 100 °C. La especificación para este transistor es de 2 W en aire libre (25 °C). El límite de temperatura de su unión es de 200 °C. Deseamos utilizar este transistor en una aplicación que causa que el transistor disipe 60 W en una temperatura ambiente de 35 °C. ¿Cuál disipador de calor (Fig. 13-6) deberá usarse?

13-2 Un transistor 2N1491 tiene una temperatura de unión máxima permisible de 175 °C. En aire libre, el transistor puede disipar 0.5 W. ¿Cuál es su disipación permisible si la temperatura del ambiente se eleva a 100 °C?

13-3 El transistor del Prob. 13-2 disipa 0.3 W en una temperatura ambiente de 35 °C. ¿Cuál es la temperatura de la unión?

13-4 El transistor 2N3119 tiene una temperatura de unión máxima permisible de 200 °C. En aire libre (25 °C), el transistor puede disipar 1 W sin un disipador de calor. Con un disipador de calor infinito que conserva la temperatura de la cubierta del transistor a 25 °C, el transistor puede disipar 4 W. Si utilizamos el disipador de calor *a* (Fig. 13-3, Tabla 13-2), ¿cuánta potencia puede disiparse en un ambiente de 40 °C?

13-5 La T_J es 150 °C para un transistor. Cuando se conecta a un disipador de calor infinito a 25 °C, el transistor puede disipar 10 W. Este transistor se utiliza en un ambiente de 45 °C con un disipador de calor que tiene una especificación de 8 °C/W para θ. ¿Cuál es la máxima disipación de la combinación?

13-6 Se requiere un amplificador clase-A para entregar 5 W a un sistema de alta fidelidad de un automóvil que usa una bocina de 8 Ω. Espe-

cifique el transistor y el transformador de salida. La fuente de alimentación es de 13 V.

13-7 La alimentación a un amplificador clase-A que utiliza transformador es 20 V. La corriente máxima permisible del colector es 2 A. Especifique el transformador que debe utilizarse para obtener la máxima potencia en una bocina de 16 Ω. ¿Cuál es la potencia de audio?

13-8 El punto de operación de un amplificador de potencia clase-A con transformador es 50 mA (I_{CQ}) y 10 V (V_{CEQ}). Trace una gráfica que muestre las líneas de carga para los valores de resistencia reflejados al primario de 50, 100, 200, 500, 100 y 2000 Ω. ¿Cuáles son los valores máximos de pico-a-pico de la corriente y del voltaje del colector, sin producir recorte, para cada caso? ¿Cuál es la potencia de salida máxima posible para cada una de las resistencias sin producir recorte?

14 Amplificadores push-pull

Se examinan los principios de operación del amplificador push-pull o en contrafase (Sec. 14-1). Se requieren inversores de fase para proporcionar las señales equilibradas que excitan al amplificador push-pull (Sec. 14-2). Se definen las operaciones en clase A, clase AB y clase B (Sec. 14-3). Se dan en detalle los métodos de cálculo de las condiciones de entrada y salida del amplificador de potencia clase A con transformador de salida (Sec. 14-4) y para el amplificador de potencia clase B con transformador de salida (Sec. 14-5). En la Tabla 14-1 se comparan los circuitos de clase A y clase B. Se pueden utilizar los circuitos de simetria complementaria para evitar el uso de transformadores (Sec. 14-6). En la Tabla 14-2 se comparan los circuitos que utilizan transformador con los de simetria complementaria. En la Sec. 14-7 se presentan los circuitos amplificadores de audiofrecuencia comerciales representativos.

Sección 14-1 El circuito básico

El voltaje de señal es el voltaje del primario del transformador de la entrada *T*1 en la Fig. 14-1. El devanado del secundario del transformador de entrada se aterriza en la conexión central. Cuando se toma como punto de referencia la conexión central del devanado (tierra en este caso), el voltaje de la conexión central a la parte superior del devanado está 180° fuera de fase con respecto al voltaje de la conexión central a la parte inferior del devanado. Con el uso de la conexión central, el número de vueltas en la mitad superior del devanado es igual al número de vueltas en la mitad inferior del mismo, y V_1 es exactamente igual en magnitud a V_2. Así que, si consideramos que el voltaje de entrada a *Q*1 sea en forma instantánea +1 V, el voltaje de entrada a *Q*2 debe ser −1 V en ese mismo instante. Por lo tanto, cuando V_1 es positivo, la polarización directa en el transistor *Q*1 decrece y su corriente de colector I_{C_1} decrece. En forma simultánea, V_2 es negativo. El aumento de la polarización directa de *Q*2 causa que la corriente de colector I_{C_2} en *Q*2 aumente su magnitud. Si suponemos que el circuito es idealmente lineal, la disminución en I_{C_1} es igual en magnitud al aumento de I_{C_2}. En forma correspondiente, V_{C_1} y V_{C_2} están fuera de fase uno del otro. Puesto que la acción de un transistor como amplificador de emisor-común introduce una inversión de fase de 180°, V_{C_1} está en fase con V_2 y V_{C_2} está en fase con V_1. Ya que I_{C_1} dismi-

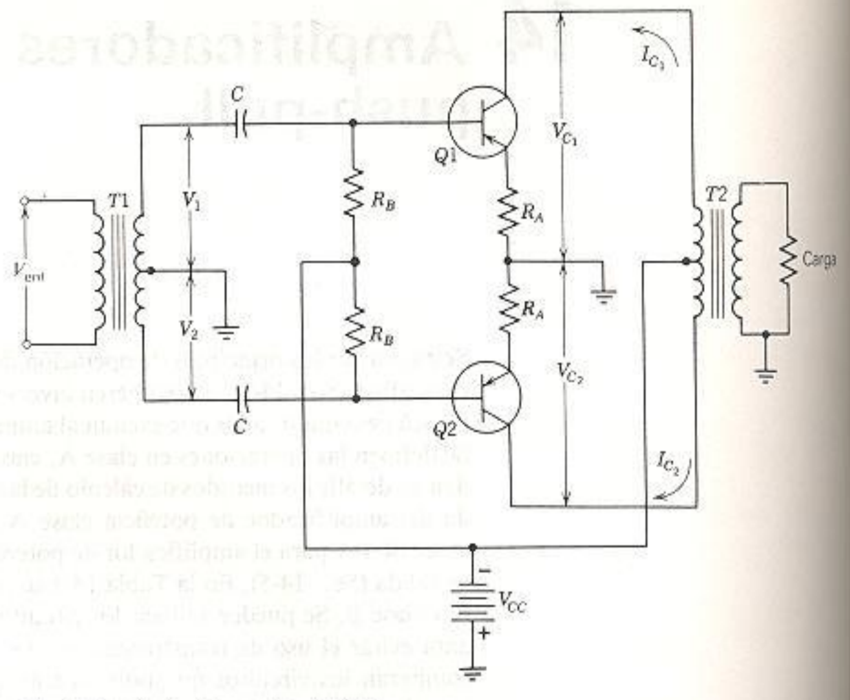


Fig. 14-1 El circuito push-pull básico.

nuye cuando I_{C_2} aumenta, la suma de I_{C_1} e I_{C_2} es una constante y no varía con la señal.

Supongamos que el flujo en el primario de $T2$ causado por I_{C_1} actúa hacia arriba y que el flujo causado por I_{C_2} actúa hacia abajo. Sin señal, I_{C_1} e I_{C_2} son iguales. Los dos flujos son iguales y se cancelan dando por resultado que el flujo neto en el transformador es igual a cero. Con una señal, I_{C_1} e I_{C_2} difieren. Entonces $(I_{C_1} - I_{C_2})$ produce el flujo neto en el primario, el cual desarrolla el voltaje y la potencia de la carga en el devanado secundario de $T2$.

Al observar la operación de un circuito push-pull con una señal de prueba, encontramos que la magnitud de V_1, debe ser igual a la magnitud de V_2, utilizando un osciloscopio o un medidor de ca. Los voltajes de ca observados en el colector de $Q1$ y $Q2$ también deben ser iguales en magnitud.

Se colocan resistencias pequeñas R_A en el emisor de $Q1$ y $Q2$ para proporcionar estabilidad y evitar la carrera térmica. Se obtiene la polarización de operación adecuada de los transistores por medio de una resistencia R_B en la base de cada transistor. Para evitar que las corrientes de polarización queden en cortocircuito a través del transformador, se requieren capacitores de bloqueo C.

El circuito mostrado en la Fig. 14-2 ilustra otro circuito básico push-pull. La polarización puede obtenerse de una red divisora de voltaje (Fig. 14-2*a*) que se aplica en forma simultánea a las dos bases. En el circuito de

la Fig. 14-2*b*, se modifica el circuito de polarización para proporcionar una compensación de temperatura. Si la temperatura ambiente aumenta, las características del colector se desplazan en la dirección de aumento de la corriente del mismo. Para mantener el punto de operación en el centro de la línea de carga, la corriente de polarización debe disminuir cuando las curvas se elevan. La resistencia R_3 es un termistor utilizado para la compensación. Cuando aumenta la temperatura ambiente, la resistencia del termistor disminuye, causando que se desvíe más corriente a tierra y que entre menos corriente de la polarización hacia el transistor. Un diseño adecuado de este circuito, mantiene al punto de operación en el centro de la línea de carga a diferentes temperaturas.

Sección 14-2 Inversores de fase

Al arreglo de circuito que produce voltajes balanceados que están 180° fuera de fase para aplicarse a las entradas de la etapa en push-pull se le denomina un *inversor de fase o excitador*. Se han desarrollado muchas

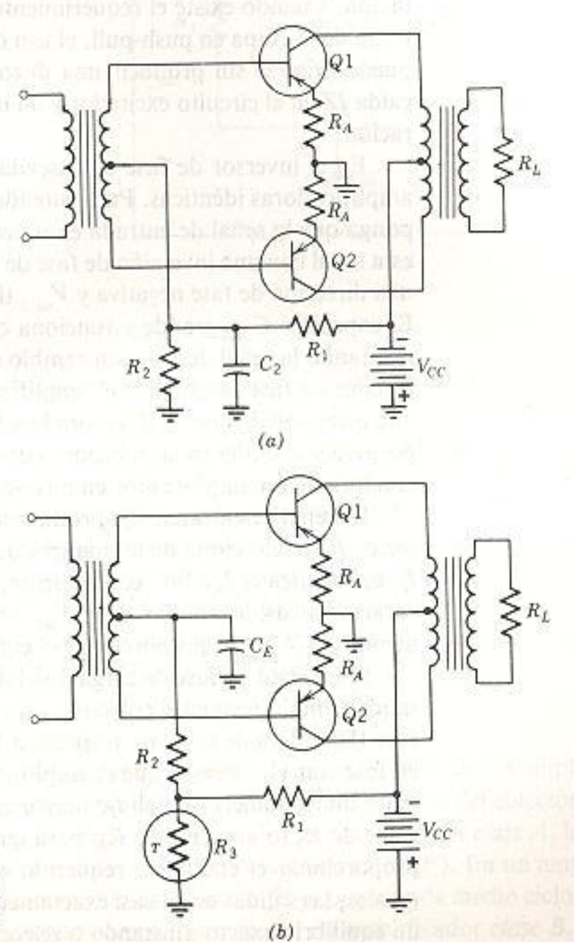


Fig. 14-2 Circuitos push-pull típicos. (*a*) La polarización se obtiene del divisor de voltaje. (*b*) Polarización compensada en temperatura.

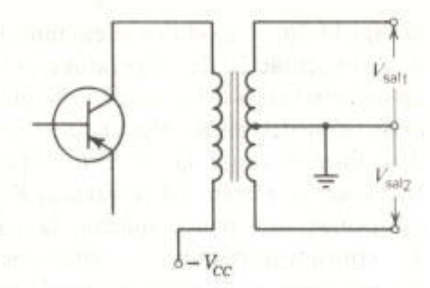


Fig. 14-3 Inversor de fase con transformador.

variaciones de circuitos para este propósito. Consideraremos algunos de los diseños fundamentales que están en uso común.

El circuito de la Fig. 14-3 proporciona un medio simple y efectivo para obtener los voltajes de excitación equilibrados. El equilibrio en este circuito se determina por la exactitud de la localización de la conexión central del transformador. Por lo general, la ventaja de la simplicidad del circuito se cancela por el costo, tamaño y peso del transformador de excitación. Cuando existe el requerimiento de grandes corrientes para la entrada de la etapa en push-pull, el uso del transformador de excitación no puede evitarse sin producir una distorsión muy grande causada por la caída *IZ* en el circuito excitador y un desplazamiento en el punto de operación.

En el inversor de fase en cascada (Fig. 14-4) se utilizan dos etapas amplificadoras idénticas. Para entender la operación de este circuito, suponga que la señal de entrada en *a* tiene una fase positiva. *Q*1 amplifica esta señal con una inversión de fase de 180°. Por lo que la señal en *b* tiene una dirección de fase negativa y $V_{sal,1}$ tiene una dirección de fase negativa. El capacitor *C* es grande y funciona como un capacitor de bloqueo alimentando la señal de *b* a *c* sin cambio de fase. La señal en *c* tiene una dirección de fase negativa y el amplificador *Q*2 amplifica esta señal con una inversión de fase en *d*. Ahora la señal en *d* tiene una dirección de fase positiva y se obtienen las relaciones de fase apropiadas para una señal excitadora de un amplificador en push-pull.

La señal de entrada, V_{ent} produce una señal de ca en la base I_{b_1}. El valor de *R* se selecciona de tal manera que la corriente de la base en *Q*2 en I_{b_2} es idéntica a I_{b_1}. Por consiguiente, si *Q*1 y *Q*2 son idénticos en sus características, las salidas V_{sal_1} y V_{sal_2} están equilibradas. Un ajuste experimental de *R* puede proporcionar el equilibrio exacto.

El inversor de fase de carga dividida (Fig. 14-5) utiliza el concepto de salidas simultáneas en el colector y en el emisor. La señal del colector V_{sal} está 180° fuera de fase con respecto a V_{ent}, y la señal del emisor V_{sal_2} está en fase con V_{sal}. Puesto que el amplificador de emisor seguidor no puede tener una ganancia de voltaje mayor que la unidad, debe disminuirse el valor de R_3 (o aumentarse R_4) para igualar V_{sal_1} a V_{sal_2} en amplitud para proporcionar el equilibrio requerido en las dos salidas. Si R_3 y R_4 son iguales, las salidas están casi exactamente equilibradas. Se puede obtener un equilibrio exacto ajustando o seleccionando a R_3 o a R_4.

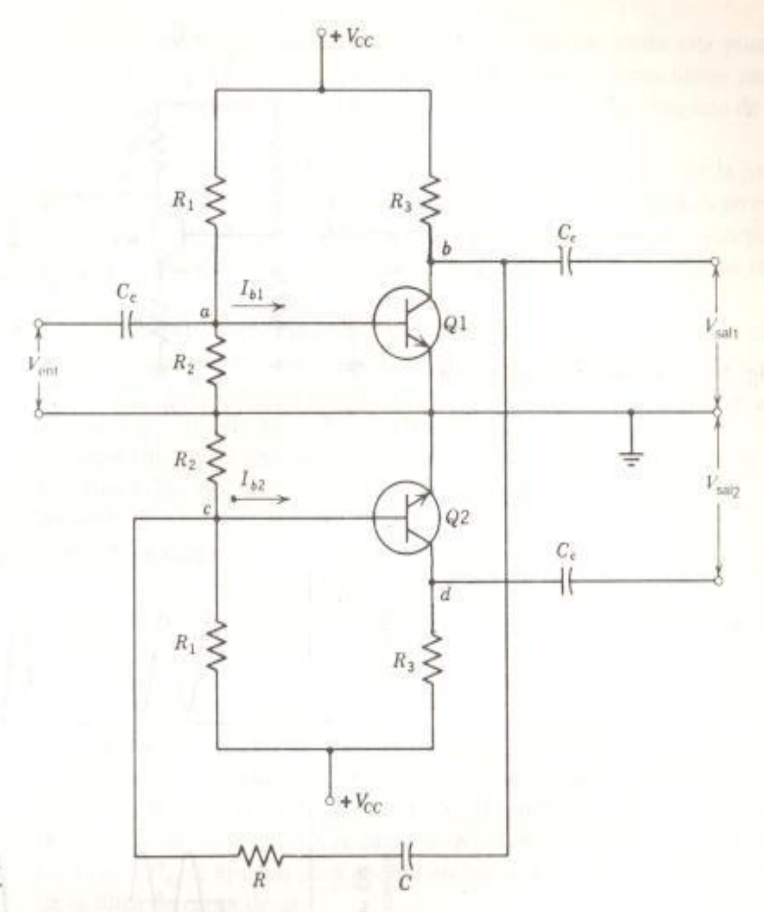


Fig. 14-4 Inversor de fase en cascada.

Problemas

Utilice 50 mV/I_E para la r_e' de los transistores.

14-2.1 En el circuito de la Fig. 14-4, los transistores de silicio tienen una β de 100. Los voltajes de alimentación son de 10 V cada uno. R_3 es de 10 kΩ, R_2 es de 10 kΩ, y V_{CE} es 5 V. Encuentre R_1 y R. ¿Cuál es la ganancia del circuito?

14-2.2 En el circuito de la Fig. 14-5, los transistores de silicio tienen una β de 60. El voltaje de alimentación es 15 V, y V_{CE} es 5 V. Si R_2, R_3 y R_5 son resistencias de precisión de 10 kΩ, ¿cuáles son los valores exactos de los voltajes de salida cuando la señal de entrada es de 2 V? ¿Cuál es el valor de R_1?

Sección 14-3 Amplificadores clase A, clase AB y clase B

El término *clase* describe la operación de un amplificador especificando las condiciones del flujo de la corriente del colector para un ciclo de la señal de ca (Fig. 14-6). En un amplificador *clase A*, la corriente del colector fluye en el ciclo completo de ca (360°). En un amplificador *clase AB*, la corriente del colector fluye por más de medio ciclo pero por menos de un ciclo completo de ca. En un amplificador *clase B*, la corriente del colec-

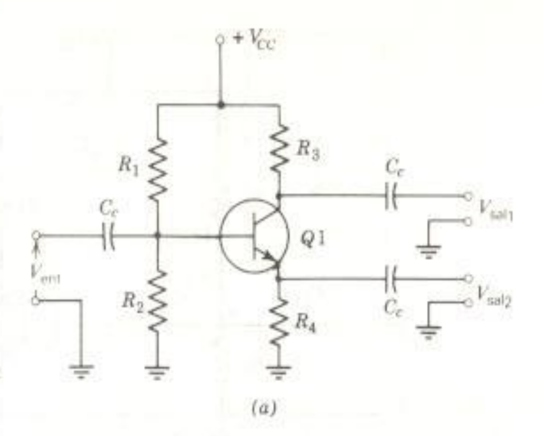


Fig. 14-5 El inversor de fase de carga dividida.

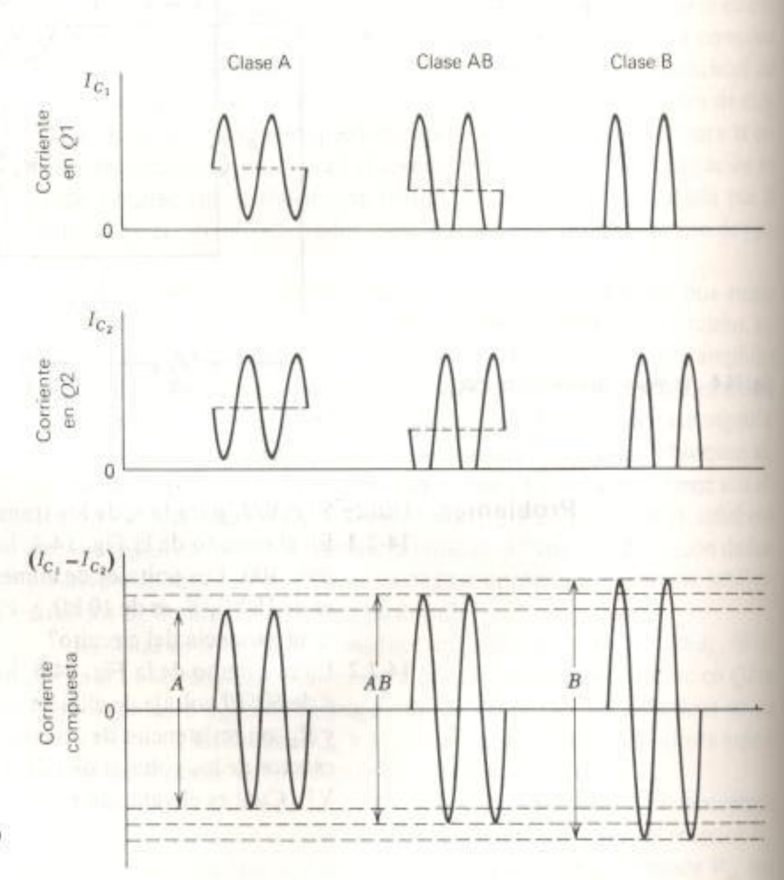


Fig. 14-6 Corrientes en un circuito push-pull.

tor fluye exactamente por 180° del ciclo completo de ca. En la operación en *clase C*, la corriente del colector fluye por menos que 180° del ciclo completo de ca.

Todos los amplificadores que hemos considerado hasta este punto han sido amplificadores clase A. Se hicieron esfuerzos particulares para asegurar que los amplificadores fueran lineales en el ciclo completo de la señal de ca.

El amplificador de potencia que consideramos en detalle en la Sec. 13-4 es llamado propiamente un *amplificador clase A de una sola terminal*. En la siguiente Sec. 14-5, trataremos los amplificadores push-pull clase A. En la Sec. 14-6, examinaremos los amplificadores push-pull clase B.

Cuando discutimos la teoría de operación del amplificador push-pull mostramos que el flujo de ca en el primario del transformador de salida se produce por la diferencia de I_{C_1} e I_{C_2}. Por lo que en la Fig. 14-6, la corriente compuesta $(I_{C_1} - I_{C_2})$ es esta diferencia. Las corrientes individuales de los colectores de $Q1$ y $Q2$ tienen valores pico idénticos para las tres clases. Sin embargo, los valores de pico-a-pico de las corrientes compuestas difieren para las tres clases. Puesto que la potencia es proporcional al cuadrado de la corriente, es evidente que podemos obtener mayor potencia de la operación en clase B que en la operación de clase A para un par de transistores dados. En las dos secciones siguientes desarrollaremos esto es detalle.

Sección 14-4 El amplificador push-pull clase A

El amplificador push-pull clase A mostrado en la Fig. 14-7 utiliza un transformador a la entrada, $T1$ para proporcionar las señales de 180° requeridas para excitar a $Q1$ y a $Q2$. El transformador de salida $T2$ entrega la potencia de señal de ca a la carga de R_L. Las resistencias de polarización R_{B_1} y R_{B_2} se ajustan para operar los transistores en el punto óptimo de la línea de carga de ca.

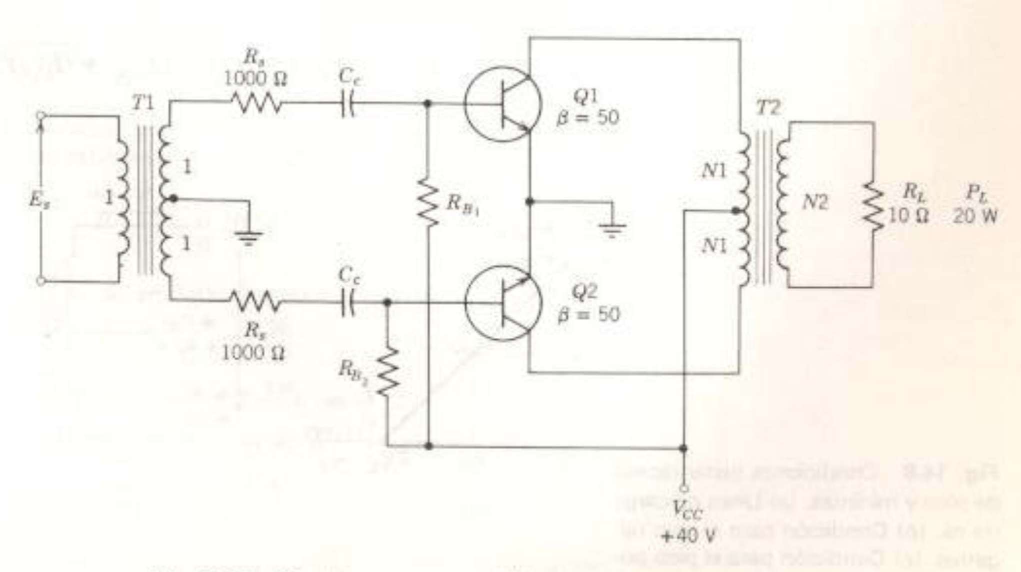


Fig. 14-7 Circuito para un amplificador push-pull clase A.

Cuando se obtienen estas condiciones de operación, podemos utilizar las conclusiones deducidas en la Sec. 13-4.

La eficiencia total máxima posible y la eficiencia del colector máxima posible para un amplificador clase A con transformador de salida son ambas del 50%.

$$\boxed{\eta_{\text{total}} = \eta_{\text{colector}} = 50\%} \qquad (14\text{-}1a)$$

Las formas de onda para las corrientes del colector de la Fig. 14-6, muestran que, cuando la corriente en el colector de $Q1$ es máxima, la corriente en el colector de $Q2$ es mínima y viceversa. Cuando la línea de carga y el punto de operación tienen condiciones óptimas (Fig. 14-8*a*) la corriente máxima en el colector de un transistor es $2I_{CQ}$ cuando V_{CE} es cero. Asimismo, la corriente mínima en el colector de un transistor es cero cuando V_{CE} es $2V_{CC}$. Estos valores extremos se utilizan para mostrar las corrientes instantáneas y voltajes existentes en el primario del transformador de salida en el instante en que se presentan estas condiciones extremas (Figs. 14-8*b* y 14-8*c*).

El voltaje pico a través del devanado primario completo en la Fig. 14-8*b* es $2V_{CC}$ (80 V) dirigido hacia abajo. El voltaje pico a través del devanado primario en la Fig. 14-8*c* es $2V_{CC}$ dirigido hacia arriba. Por lo que el *voltaje de ca de pico a pico* a través del devanado primario completo es $4V_{CC}$ (160 V).

La potencia de carga es P_L watts. Puesto que este circuito tiene una eficiencia del 50%, la potencia suministrada $V_{CC}I_{cd}$ debe ser $2P_L$.

$$2P_L = V_{CC}I_{cd} = V_{CC}(I_{CQ_1} + I_{CQ_2}) = 2\,V_{CC}I_{CQ}$$

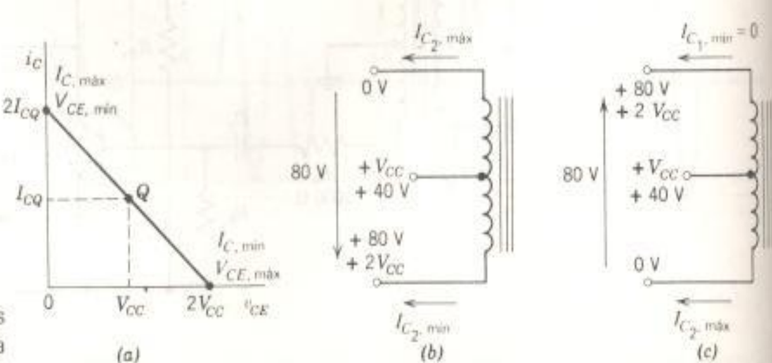


Fig. 14-8 Condiciones instantáneas de pico y mínimas. (*a*) Línea de carga de ca. (*b*) Condición para el pico negativo. (*c*) Condición para el pico positivo.

Si la corriente de operación o estática en $Q1$ es I_{CQ}, la corriente del colector de $Q1$ tiene un valor de pico a pico de $2I_{CQ}$. Si se apaga la señal de entrada, la disipación combinada del colector de $Q1$ y de $Q2$ es $2P_L$. Por lo tanto:

Cada transistor debe tener un disipador de calor capaz de disipar P_L cuando P_L es la potencia máxima disponible en la salida de la etapa.

$$\boxed{P_C = P_L} \qquad (14\text{-}1b)$$

Ejemplo 14-1

Para el circuito de la Fig. 14-7, encuentre la razón de vueltas del transformador. ¿Cuál es el valor de la corriente de cd para I_C, y la disipación de potencia nominal P_C, para cada transistor? ¿Cuál es el voltaje inverso de pico BV_{CE} en los transistores?

Solución

El voltaje de pico en la carga está dado por la Ec. 13-8 como

$$V_{L\,\text{máx}} = \sqrt{2P_LR_L} = \sqrt{2 \times 20\text{ W} \times 10\ \Omega} = 20\text{ V} \qquad (13\text{-}8)$$

El voltaje de ca de pico-a-pico del primario es $4V_{CC}$ o 160 V. Utilizando un valor de pico de 80 V, encontramos que la razón de vueltas requerida para el transformador de salida es

$$\frac{N_2}{(N_1 + N_1)} = \frac{20\text{ V}}{80\text{ V}} = \frac{1}{4} \quad \text{or} \quad \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{2} \qquad (13\text{-}5a)$$

Puesto que la potencia en la carga P_L es 20 W, el valor de P_c para cada transistor es 20 W y cada disipador de calor debe disipar 20 W.

$$P_C = P_L = 20\text{ W} \qquad (14\text{-}1b)$$

Debido a que la eficiencia ideal del amplificador clase A es el 50%, la fuente de potencia es de 2 × 20 = 40 W.

$$V_{CC}(I_{CQ_1} + I_{CQ_2}) = 2P_L$$

$$40\text{ V} \times (I_{CQ_1} + I_{CQ_2}) = 40\text{ W}$$

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = 0.5\ A$$

El valor pico del voltaje inverso en el colector es el doble del voltaje de alimentación.

$$BV_{CE} = 2V_{CC} = 2 \times 40 = 80 \text{ V}$$

Así que, las especificaciones mínimas para $Q1$ y $Q2$ son

$$I_{CQ} = \mathbf{0.5\ A} \quad P_C = \mathbf{20\ W} \quad \text{y} \quad BV_{CE} = \mathbf{80\ V}$$

Ejemplo 14-2

Encuentre la potencia de excitación en las bases de los transistores del Ej. 14-1. ¿Cuál es la ganancia en decibeles? ¿Cuál es el valor de E, y cuál es la ganancia total de potencia?

Solución

El circuito equivalente de entrada se muestra en la Fig. 14-9. Las resistencias de entrada a los transistores se designan como r_{ent}. Note que la razón de vueltas del transformador es 1 : 1: 1. Para determinar r_e' debemos encontrar I_{BQ} a partir de los valores dados en el circuito original, Fig. 14-7. La corriente en la base, I_{BQ} es

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{0.200}{50} = 0.004 \text{ A} = 4 \text{ mA}$$

La ecuación de voltajes de malla de Kirchhoff para el circuito de cd a través de la base es

$$V_{CC} = V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$
$$40 = 0.004 R_B + 0.7$$
$$R_B = 9825\ \Omega$$

La resistencia de entrada a cada transistor es

$$r_{ent} = (1+\beta)r_e' = (1+\beta)\frac{50 \text{ mV}}{I_E} = (1+\beta)\frac{50 \text{ mV}}{I_C + I_B}$$
$$= (1+50)\frac{50 \text{ mV}}{200 \text{ mA} + 4 \text{ mA}} = 12.5\ \Omega \qquad (7\text{-}7)$$

En el circuito equivalente para la entrada al circuito, R_B está en paralelo con r_{ent}. Puesto que R_B es mucho mayor que r_{ent}, podemos dejarla pasar inadvertida en la Fig. 14-9. Puesto que I_{BQ} es 4 mA, el valor pico de la corriente de señal en la base es 4 mA. Por consiguiente, el valor pico del voltaje de señal en la base es

$$V_{be,\text{ máx}} = I_{b,\text{ máx}} r_{ent} = 4 \text{ mA} \times 12.5\ \Omega = 50 \text{ mV}$$

La potencia de excitación de ca a cada transistor, $Q1$ y $Q2$, es

$$P_{ent} = \frac{V_{be,\text{ máx}} I_{b,\text{ máx}}}{2} = \frac{50 \text{ mA} \times 4 \text{ mA}}{2} = \mathbf{100\ \mu W}$$

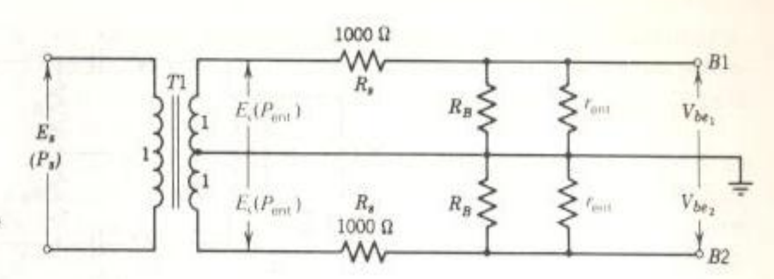


Fig. 14-9 Circuito equivalente de entrada.

La potencia de excitación de ca requerida por los dos transistores es 200 μW o 0.2 mW. Por lo que la ganancia total de potencia en decibeles es

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_L}{P_{in}} = 10 \log_{10} \frac{20 \text{ W}}{0.0002 \text{ W}} = \mathbf{+50 \text{ dB}} \qquad (11\text{-}1)$$

El circuito de entrada (Fig. 14-9) es un simple divisor de voltaje en el cual

$$V_{be,\, \text{máx}} = \frac{r_{ent}}{r_{ent} + R_s} E_{s,\, \text{máx}}$$

$$0.05 \text{ V} = \frac{12.5\ \Omega}{12.5\ \Omega + 1000\ \Omega} E_{s,\, \text{máx}}$$

Resolviendo para $E_{s,\, \text{máx}}$, tenemos

$$E_{s,\, \text{máx}} = \mathbf{4.0 \text{ V}}$$

Cada mitad del secundario del transformador excitador, *T*1, debe proporcionar

$$P'_{ent} = \frac{E_{s,\, \text{máx}} I_{b,\, \text{máx}}}{2} = \frac{4.0 \text{ V} \times 4 \text{ mA}}{2} = 8.0 \text{ mW}$$

La potencia total P_s, requerida de la fuente E_s es

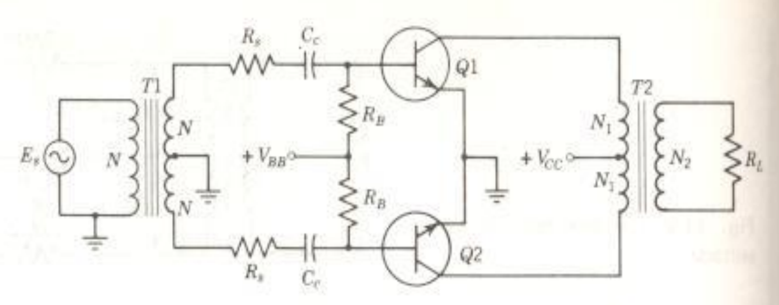
$$P_s = 2P'_{ent} = 2 \times 8 = \mathbf{16 \text{ mW}} \text{ o } 0.016 \text{ W}$$

La ganancia total de potencia del circuito, expresada en dB es

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_L}{P_s} = 10 \log_{10} \frac{20 \text{ W}}{0.016 \text{ W}} = \mathbf{+31 \text{ dB}} \qquad (11\text{-}1)$$

La diferencia entre +31 dB y +50 dB es la pérdida, 19 dB, que resulta en la impedancia de 1000 Ω de la fuente.

Problemas **14-4.1** La potencia máxima en la carga de 20 Ω es 20 W. Si el voltaje de alimentación V_{CC} es +60 V, determine la razón de vueltas re-



Circuito para los Probs. del 14-4.1 al 14-4.6

Para transistores de silicio, $\beta = 60$ y $r_e' = \frac{50 \text{ mV}}{I_E}$

queridas para T2. Determine R_B. Determine I_C, P_C y BV_{CE} para cada transistor.

14-4.2 Repita el Prob. 14-4.1 para un voltaje de alimentación de +80 V y una potencia de 50 W en la carga de 16 Ω.

14-4.3 Repita el Prob. 14-4.1 para un voltaje de alimentación de +12 V y una potencia de 4 W en la carga de 8 Ω.

14-4.4 Repita el Prob. 14-4.1 para un voltaje de alimentación de +30 V y una potencia de 10 W en la carga de 600 Ω.

14-4.5 Determine el valor de E_s requerido para obtener la potencia de salida plena utilizando los datos del Prob. 14-4.1. R_s es 600 Ω. ¿Cuál es la ganancia total de potencia en decibeles?

14-4.6 Determine el valor de E_s requerido para obtener la potencia de salida plena utilizando los datos del Prob. 14-4.2. R es 100 Ω. ¿Cuál es la ganancia total de potencia en decibeles?

Sección 14-5 El amplificador push-pull clase B

En la Fig. 14-10 se muestra un circuito amplificador clase B típico. El amplificador clase B se polariza en corte. Para los transistores esto es muy simple. Polarización cero es la requerida para polarizar en corte. Así que las terminales de las bases se conectan directamente a la trayectoria de retorno, tierra. Cuando la polarización es cero, una mitad del ciclo de la señal constituye una polarización directa, causando corriente en el

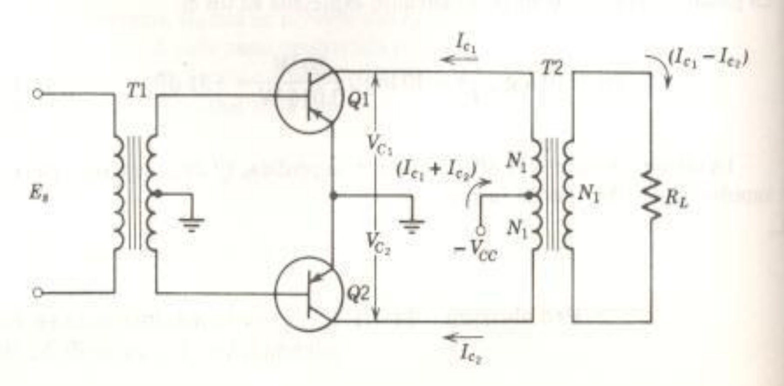


Fig. 14-10 El amplificador clase B.

colector, mientras que la otra mitad del ciclo es una polarización inversa, evitando la corriente del colector. Por otro lado, se requiere una polarización fija separada e igual a V_p, el voltaje de estrangulamiento, para la operación en clase B del FET.

En la Fig. 14-11 se muestran las formas de onda para dos ciclos de un amplificador clase B. La forma de onda de la corriente en cada transistor es la forma de onda que se tiene en un rectificador de media onda con carga resistiva. Por consiguiente, la corriente promedio o corriente de colector de cd en cada transistor es

$$\boxed{I_C = \frac{I_m}{\pi}} \qquad (14\text{-}2a)$$

Así que para dos transistores, la corriente suministrada I_{cd} es $2I_C$

$$I_{cd} = 2I_C = \frac{2I_m}{\pi} \qquad (14\text{-}2b)$$

y la fuente de potencia entrega

$$P_{cd} = V_{CC} \times I_{cd} = \frac{2I_m}{\pi} V_{CC} \text{ watts} \qquad (14\text{-}3a)$$

al circuito del colector

Para simplicidad del análisis, supongamos que la razón de vueltas del transformador es $(N_1 + N_1)$: N_1 como se muestra en la Fig. 14-10. Así que, si V_m es el voltaje pico en cualquier colector, el voltaje pico de la carga también es V_m. La corriente pico en la carga es I_m. Por lo que la potencia de ca en la carga P_L es

$$P_L = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \times \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{V_m I_m}{2} \qquad (14\text{-}3b)$$

La disipación total del colector para los dos transistores es

$$2P_C = P_{cd} - P_L = \frac{2I_m V_{CC}}{\pi} - \frac{V_m I_m}{2} = 2I_m\left(\frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{V_m}{4}\right) \qquad (14\text{-}3c)$$

donde P_C es la disipación para un transistor.

Puesto que se utiliza un transformador para transferir la potencia de ca de los colectores a la carga, la eficiencia total y la eficiencia del colector son idénticas. Esta eficiencia se encuentra al dividir la Ec. 14-3b entre la Ec. 14-2a:

$$\eta_{total} = \eta_{col} = \frac{V_m I_m/2}{2I_m V_{CC}/\pi} \times 100 = \frac{\pi}{4}\frac{V_m}{V_{CC}} \times 100\% \qquad (14\text{-}4)$$

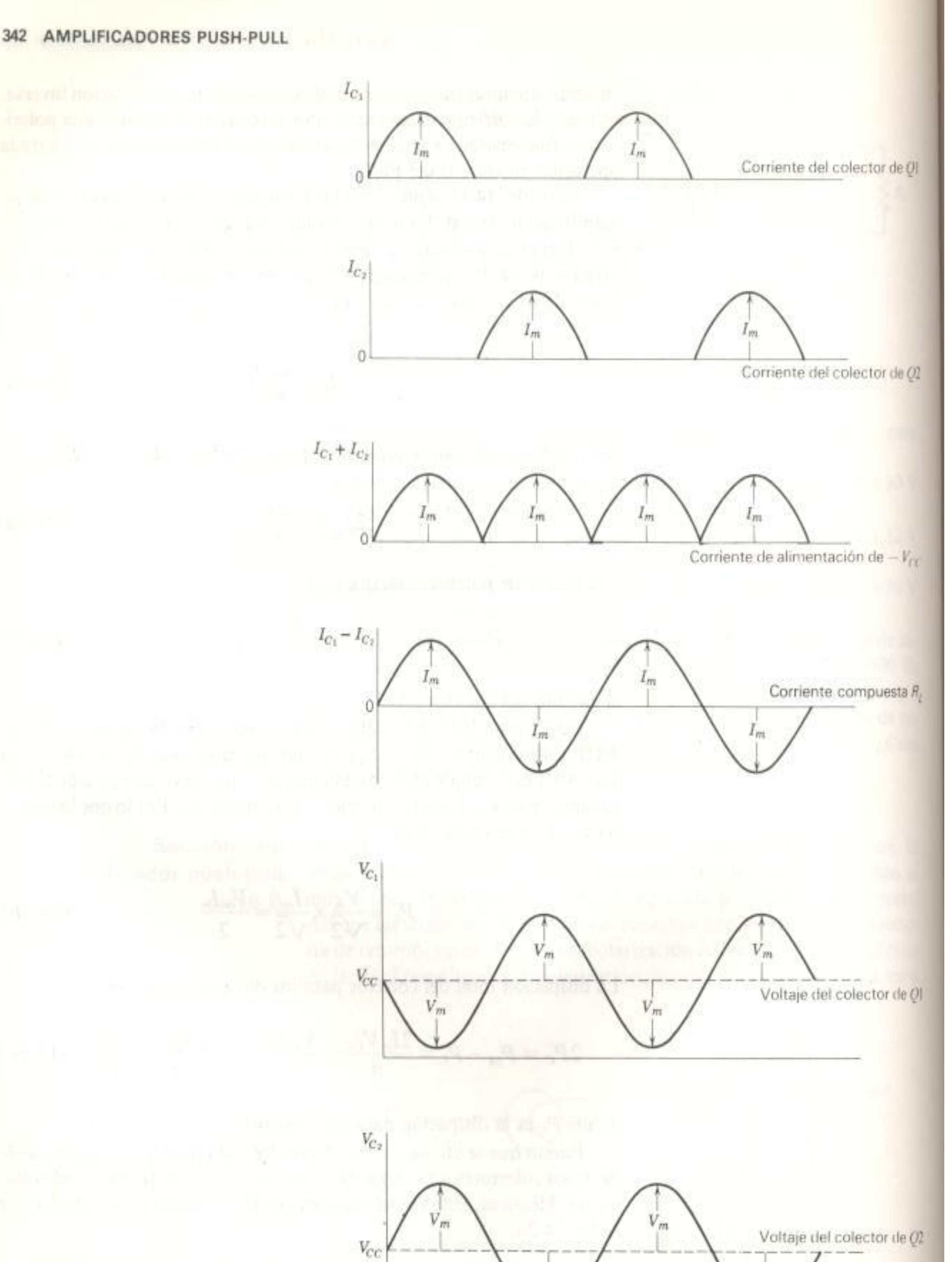


Fig. 14-11 Formas de onda de un amplificador clase B.

Cuando la operación del circuito es ideal para máxima potencia en la carga, el voltaje del colector es cero en el instante en que el pico del voltaje alternante del colector V_{cm} es igual a V_{CC}. Por lo que la Ec. 14-4 se convierte en

$$\eta_{total} = \eta_{col} = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78.5\% \qquad (14\text{-}5)$$

Bajo condiciones de máxima señal, la eficiencia de un amplificador clase B es $\pi/4$ o el 78.5%.

Este valor del 78.5% contrasta con el valor del 50% obtenido para el amplificador de potencia clase A. Obviamente, la eficiencia de un amplificador clase AB debe estar entre el 50% y el 78.5% dependiendo del ángulo exacto del flujo de corriente.

Supongamos que la potencia de cd de entrada a un amplificador clase B es 100 W. De la Ec. 14-5, el valor de P_L es 78.5 W. El amplificador clase B es un circuito lineal; esto es, V_m aumenta linealmente hasta V_{CC} conforme aumenta el nivel de la señal de entrada E_s. La corriente pico I_m también aumenta linealmente con respecto a E_s como se muestra en la Fig. 14-2*a*. La potencia en la carga es una curva cuadrática que debe ser igual a 78.5 W en el nivel de señal máximo (Fig. 14-2*b*). La potencia de cd suministrada dada por la Ec. 14-3*a* es $2I_m V_{CC}/\pi$. Por lo tanto, la potencia de cd suministrada aumenta *linealmente* con E_s hasta 100 W cuando la señal de entrada es máxima (Fig. 14-12*b*). La distancia entre las dos curvas representa la potencia disipada por los dos transistores juntos, $2P_C$.

La disipación de potencia se representa en forma gráfica en la Fig. 14-12*c*.

Es obvio de esta curva que la disipación de máxima potencia en un amplificador clase B no se presenta para un nivel de señal máximo sino a un valor menor del nivel de señal.

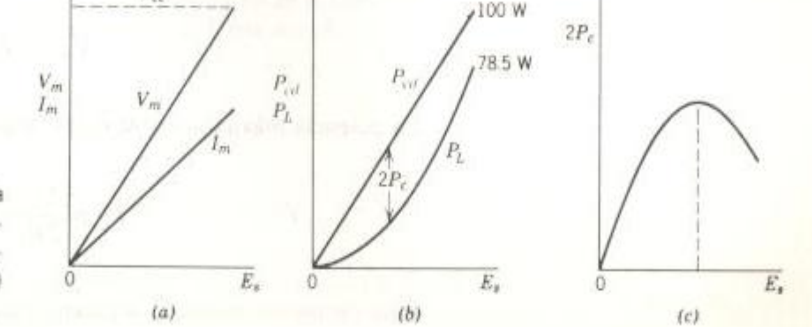


Fig. 14-12 Relaciones de potencia en un amplificador clase B. (*a*) Voltaje y corriente en la carga. (*b*) Potencias en la entrada y en la carga. (*c*) Disipación.

La disipación total del transistor está dada por la Ec. 14-3*c*.

$$P_{dis} = 2P_C = 2I_m\left(\frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{V_m}{4}\right) \qquad (14\text{-}3c)$$

Utilizando la razón de vueltas simplificada a la unidad en la Fig. 14-10, tenemos

$$I_m = \frac{V_m}{R_L}$$

y sustituyendo en la Ec. 14-3*c*, tenemos

$$P_{dis} = 2\frac{V_m}{R_L}\left(\frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{V_m}{4}\right) = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} V_m - \frac{2}{4R_L} V_m^2 \qquad (14\text{-}6)$$

Para encontrar la disipación máxima, tomamos la primer derivada de la Ec. 14-6 e igualamos a cero el resultado. La solución resultante para V_{m_2} da el valor de V_m en el que se presenta la disipación máxima.

$$\frac{dP_{dis}}{dV_m} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{4}{4R_L} V_{m_2} = 0$$

Resolviendo para V_{m_2}, encontramos

$$\frac{4}{4R_L} V_{m_2} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L}$$

o

$$V_{m_2} = \frac{2}{\pi} V_{CC} = 0.636\ V_{CC} \qquad (14\text{-}7)$$

Para la potencia de salida máxima

$$V_{m_1} = V_{CC}$$

La potencia máxima posible en la carga es

$$P_{L_1} = \frac{V_{m_1}^2}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \qquad (14\text{-}8)$$

Para disipación máxima, la potencia en la carga es

$$P_{L_2} = \frac{V_{m_2}^2}{2R_L} = \frac{\left(\frac{2}{\pi} V_{CC}\right)^2}{2R_L} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \tag{14-9}$$

Si dividimos la Ec. 14-9 entre la Ec. 14-8, tenemos

$$\frac{P_{L_2}}{P_{L_1}} = \frac{\frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} = \frac{4}{\pi^2} = 0.405 \tag{14-10}$$

La Ec. 14-10 establece que la disipación máxima del colector ocurre cuando la potencia en la carga es el 40.5% de la potencia máxima posible en la carga. Puesto que esta disipación máxima es para los dos transistores, la disipación para cada transistor es

$$\boxed{P_{C,\text{máx}} = 0.203\, P_{L,\text{máx}} \approx 0.20\, P_{L,\text{máx}}} \tag{14-11}$$

Estas largas derivaciones pueden resumirse en forma muy simple.

Un amplificador clase B tiene una eficiencia de $\pi/4$ o 78.5% para la potencia máxima de salida $P_{L,\text{máx}}$. Se presenta la disipación máxima del colector al 40% de $P_{L,\text{máx}}$ y en este punto cada transistor disipa el 20% de $P_{L,\text{máx}}$.

Ejemplo 14-3

Para el circuito de la Fig. 14-13, encuentre la razón de vueltas del transformador. ¿Cuál es el valor de la corriente de cd y la disipación de potencia nominal para cada transistor? ¿Cuál es el voltaje inverso de pico en cada transistor?

Solución

Este amplificador tiene los mismos requerimientos de voltaje de alimentación y carga que aquellos que utilizamos para el amplificador clase A en los Ejs. 14-1 y 14-2.

El voltaje de pico en la carga tiene el mismo valor que antes

$$V_{L,\text{máx}} = \sqrt{2P_L R_L} = \sqrt{2 \times 20\ \text{W} \times 10\ \Omega} = 20\ \text{V}$$

El voltaje de pico-a-pico de ca en el primario es $4V_{cc}$ o 160 V. El valor pico es 80 V. La razón de vueltas del transformador de salida es la misma que antes.

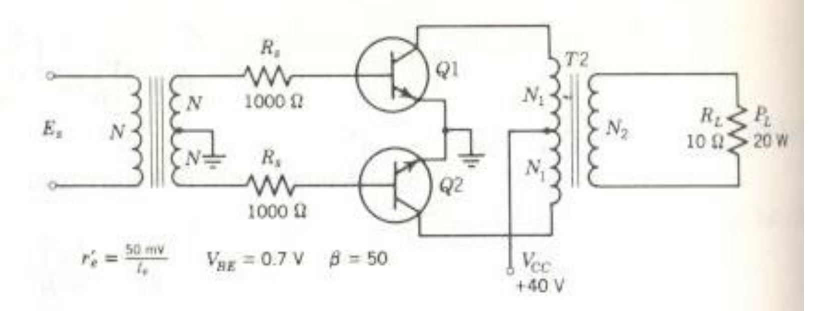


Fig. 14-13 Amplificador clase B.

$$\frac{N_2}{(N_1 + N_1)} = \frac{20 \text{ V}}{80 \text{ V}} = \frac{1}{4} \quad \text{o} \quad \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{2} \qquad (13\text{-}4a)$$

Puesto que la eficiencia es el 78.5% y la potencia requerida en la carga es 20 W, la potencia de cd suministrada es

$$P_{cd} = V_{CC}(2I_C) = \frac{P_L}{\eta}$$

$$P_{cd} = 40 \text{ V}(2I_C) = \frac{20 \text{ W}}{0.78}$$

Resolviendo para I_C, encontramos

$$I_C = 0.32 \text{ A} = 320 \text{ mA}$$

Los requerimientos de disipación para cada transistor y para cada disipador de calor son

$$P_C = 0.20\, P_L = 0.20 \times 20 = 4 \text{ W} \qquad (14\text{-}11)$$

El valor pico de voltaje inverso en el colector es el doble del voltaje de alimentación.

$$BV_{CE} = 2V_{CC} = 2 \times 40 = 80 \text{ V}$$

Así que, las especificaciones mínimas para $Q1$ y $Q2$ son

$$I_{CQ} = \mathbf{320\ mA} \qquad P_C = \mathbf{4\ W} \qquad \text{y} \qquad BV_{CE} = \mathbf{80\ V}$$

Ejemplo 14-4

Encuentre las potencias de excitación de las bases de los transistores del Ej. 14-3. ¿Cuál es la ganancia en decibeles? ¿Cuál es el valor de E_s y cuál es la ganancia total de potencia?

Solución

La corriente pico del colector se determina de

$$I_C = \frac{I_m}{\pi} \qquad (14\text{-}2a)$$

$$320 \text{ mA} = \frac{I_m}{\pi}$$

$$I_m = 1005 \text{ mA}$$

Asi que la corriente pico en la base es

$$I_{b,\text{ máx}} = \frac{I_m}{\beta} = \frac{1005 \text{ mA}}{50} = 20 \text{ mA}$$

La corriente pico en el emisor es

$$I_{e,\text{ máx}} = I_m + I_{b,\text{ máx}} = 1005 + 20 = 1025 \text{ mA} \qquad (4\text{-}1)$$

El valor de r_e' en el instante en que la corriente en el emisor es $I_{e,\text{ máx}}$ es

$$r_e' = \frac{50 \text{ mV}}{I_{e,\text{ máx}}} = \frac{50}{1025} = 0.049\ \Omega \qquad (7\text{-}5)$$

Luego

$$r_{\text{ent}} = (1 + \beta)r_e' = (1 + 50)(0.049) = 2.5\ \Omega \qquad (7\text{-}7)$$

Puesto que $I_{b,\text{ máx}}$ es 20 mA, luego, por la ley de Ohm

$$V_{be,\text{ máx}} = r_{\text{ent}} I_{b,\text{ máx}} = 2.5\ \Omega \times 20 \text{ mA} = 50 \text{ mV}$$

La potencia de señal de entrada a las dos bases es

$$P_{\text{ent}} = \frac{V_{be,\text{ máx}} I_{b,\text{ máx}}}{2} = \frac{50 \text{ mV} \times 20 \text{ mA}}{2} = \mathbf{500\ \mu W}$$

La ganancia de potencia es

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_L}{P_{\text{ent}}} = 10 \log_{10} \frac{20 \text{ W}}{0.0005 \text{ W}} = \mathbf{+46\ dB} \qquad (11\text{-}1)$$

La resistencia de la fuente, 1000 Ω, es mucho mayor que r_{ent} y, como resultado, el valor pico de E_s es

$$E_{s,\text{ máx}} = I_{b,\text{ máx}} R_s = 0.020 \text{ A} \times 1000\ \Omega = \mathbf{20\ V}$$

La potencia requerida de E_s para excitar al amplificador y obtener la salida de plena potencia es

$$P_s = \frac{E_{s,\,máx} I_{b,\,máx}}{2} = \frac{20\text{ V} \times 0.020\text{ A}}{2} = \mathbf{0.20\ W}$$

Ahora la ganancia total del circuito es

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_l}{P_s} = 10 \log_{10} \frac{20\text{ W}}{0.20\text{ W}} = +\mathbf{20\ dB} \qquad (11\text{-}1)$$

La diferencia entre +20 dB y +46 dB es la pérdida, 26 dB, que resulta en la impedancia de 1000 Ω de la fuente.

Los resultados de ambos conjuntos de cálculos se muestran en la Tabla 14-1. La gran diferencia entre los dos circuitos es que el "tamaño", esto es, los requerimientos de la disipación de calor se reducen por un factor de cinco para la conexión en clase B. Asimismo, debe notarse que para obtener esta reducción en "tamaño", el voltaje y la potencia de excitación deben ser mayores para el amplificador clase B.

Cuando en el amplificador clase A, la señal se reduce a cero, hay una disipación en cada transistor de 20 W. Cuando en el amplificador clase B, la señal se reduce a cero, la disipación de calor en cada transistor es cero. Como resultado de esta diferencia en el calentamiento de los transistores, es esencial que la potencia en la etapa de salida en un radio portátil es clase B para minimizar el consumo de las baterías.

En los puntos de 0°, 180° y 360° de un ciclo de la señal de entrada el v_{be} cae a cero en un amplificador clase B. En muchos puntos de este texto, hemos requerido que la señal de entrada sea mayor de 0.7 V para un

Tabla 14-1

	Push-Pull clase A	Push-Pull Clase B
P_L, potencia en la carga	20 W	20 W
V_{CC}, voltaje de alimentación	40 V	40 V
I_C, corriente en cada transistor	500 mA	320 mA
BV_{CE}, voltaje de ruptura	80 V	80 V
P_C, disipación máxima por transistor	20 W	4 W
E_s, voltaje pico máximo requerido	4 V	20 V
Ganancia del transistor	+50 dB	+46 dB
Ganancia total	+31 dB	+20 dB
Pérdidas en el circuito excitador	19 dB	26 dB

Nota: Se utilizan transformadores idénticos en la entrada y en la salida.

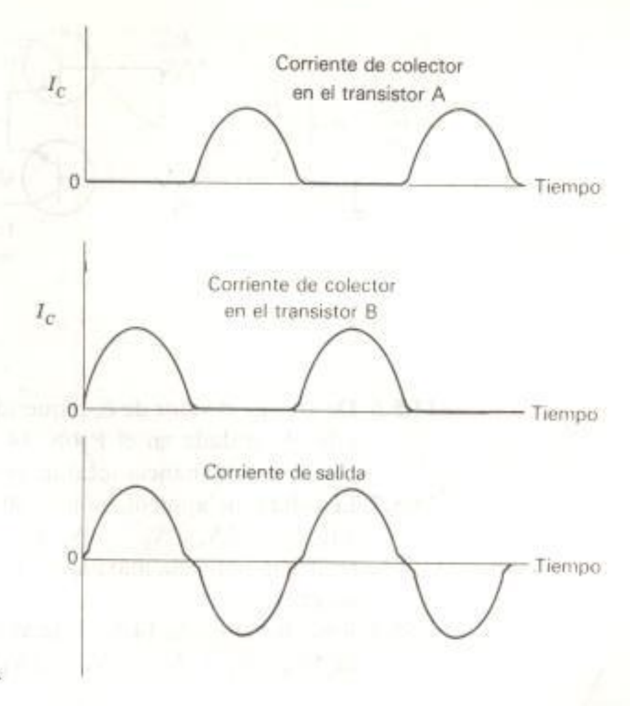


Fig. 14-14 Distorsión de cruce.

transistor de silicio (0.3 V para germanio). En realidad, fluye una corriente pequeña en la base para valores de v_{be} menores que 0.7 V (0.3 V). Por lo tanto, hay una corriente insuficiente en el colector para seguir una senoidal pura y observamos una ligera desviación de esta forma de onda, Fig. 14-14. Esta desviación, llamada *distorsión de cruce*, se muestra en ambas partes, la positiva y la negativa, de la forma de onda de salida. Esta distorsión, una característica inherente del circuito de transistores clase B, puede evitarse tan sólo conservando el punto de operación ligeramente fuera de la clase B y colocándolo en clase AB.

Problemas

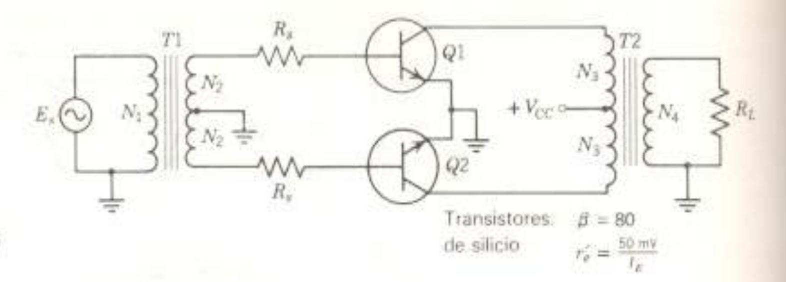
14-5.1 La potencia máxima en la carga de 4 Ω es 200 mW. Si el voltaje de alimentación V_{CC} es +9 V, determine la razón de vueltas para $T2$. Determine I_C, P_C y BV_{CE} para cada transistor.

14-5.2 Repita el Prob. 14-5.1 si la fuente es de +80 V y la carga es 50 W en 16 Ω.

14-5.3 Repita el Prob. 14-5.1 si la fuente es de +12 V y la carga es 4 W en 8 Ω.

14-5.4 Repita el Prob. 14-5.1 si la fuente es de +30 V y la carga es 10 W a 600 Ω.

14-5.5 Determine el valor de E_s requerido para obtener la potencia de salida plena dada en el Prob. 14-5.1. $N_1 = N_2$ y R_s es de 100 Ω. ¿Cuál es la ganancia total de potencia en decibeles?



Circuito para los Probs. del 14-5.1 al 14-5.8

14-5.6 Determine el valor de E_s requerido para obtener la potencia de salida plena dada en el Prob. 14-5.2. $N_1 = 2N_2$ y R_s es de 30 Ω. ¿Cuál es la ganancia total de potencia en decibeles?

14-5.7 El voltaje de alimentación es 80 V y la resistencia de carga es de 8 Ω. $N_3 = 2N_4$ y $N_1 = 4N_2$, R_s es de 50 Ω. Determine E_s para desarrollar la potencia máxima en la carga. ¿Cuál es la potencia en la carga?

14-5.8 Resuelva el Prob. 14-5.7 si la alimentación es de 50 V y la carga es de 50 Ω. $N_1 + 5N_2$ y $N_3 = 2N_4$; R_s es de 10 Ω.

Sección 14-6 Simetría complementaria en push-pull

Los principios de la simetría complementaria descritos en la Sec. 12-1 pueden aplicarse al amplificador push-pull de la Fig. 14-15. Este circuito no utiliza transformador ni en la entrada ni en la salida. Si V_{ent} es cero, la polarización de ambos transistores, $Q1$ y $Q2$, es cero. Cuando en un transistor su polarización es cero, todas sus corrientes son cero.

Si V_{ent} se enciende y de manera instantánea tiene la polaridad mostrada en la Fig. 14-15, el transistor $Q2$ tiene una polarización directa pero el transistor $Q1$ es llevado más profundamente a corte. Una corriente I_c fluye en el colector de $Q2$. Esta corriente debe fluir a través de R_L produciendo una caída de voltaje con la polaridad indicada en la Fig. 14-5.

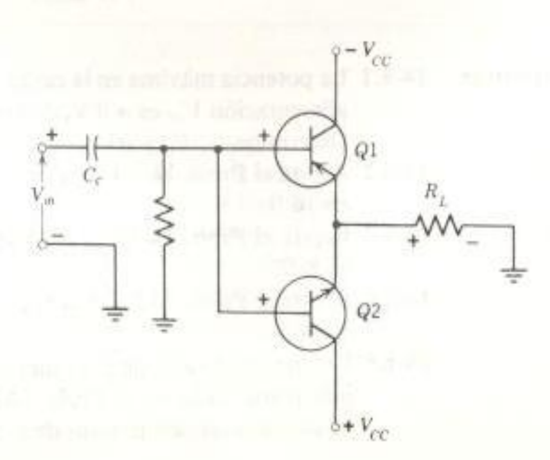


Fig. 14-5.1 Amplificador push-pull clase B de simetría complementaria.



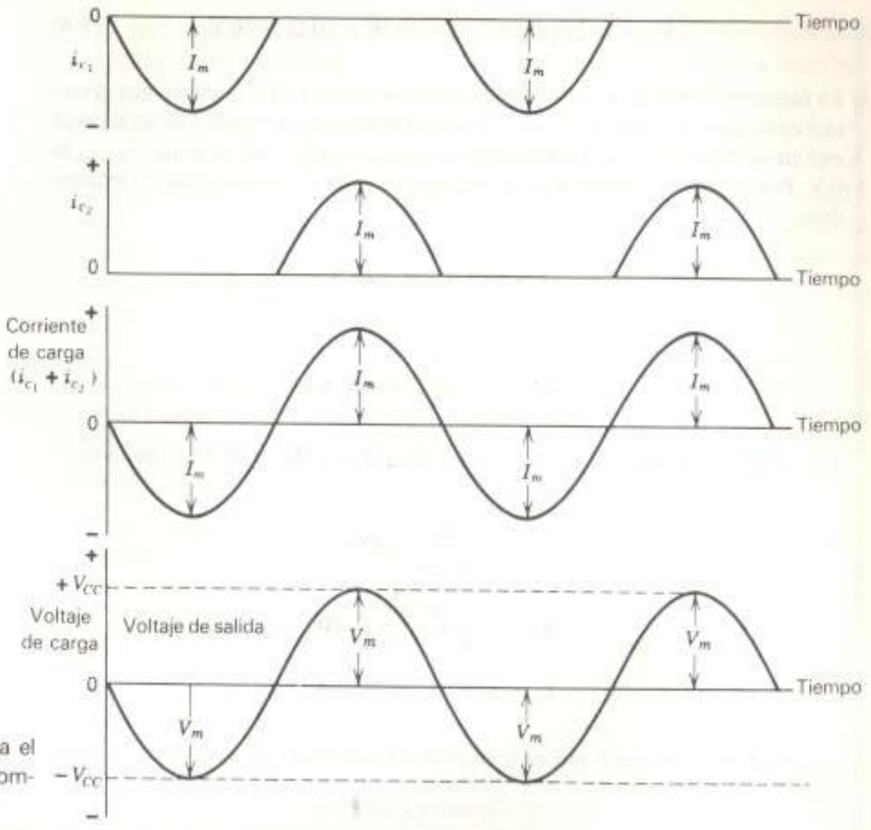


Fig. 14-16 Formas de onda para el amplificador clase B de simetría complementaria.

Cuando cambia la polaridad de V_{ent}, $Q1$ está "encendido" (on) y $Q2$ está cortado. Ahora la corriente I_{c_1} fluye en $Q1$ y la polaridad de la caída de voltaje a través de R_L se invierte. Por lo que, cada etapa, $Q1$ y $Q2$, sirve como un emisor seguidór para la mitad del ciclo de ca de entrada. Entonces, el circuito completo, es un amplificador clase B. Las formas de onda que detallan la explicación anterior se muestran en la Fig. 14-16. También tenemos el problema de la distorsión de cruce en este circuito. Por simplicidad, las formas de onda de la Fig. 14-16 no muestran esta distorsión de cruce.

Ejemplo 14-5

La salida requerida para el circuito clase B de la Fig. 14-15 es 20 W en una carga resistiva de 10 Ω. Determine los valores de $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$. Determine el valor de I_C y P para cada transistor. ¿Cuál es el voltaje inverso de pico nominal para los transistores? ¿Cuál es el voltaje de pico-a-pico requerido para la señal de entrada?

Solución

Por medio de la Ec. 13-8, el valor pico del voltaje a través de la carga es

$$V_m = \sqrt{2P_L R_L} = \sqrt{2 \times 20 \text{ W} \times 10\ \Omega} = 20 \text{ V} \qquad (13\text{-}8)$$

La forma de onda para el voltaje de la carga en la Fig. 14-16 muestran que el voltaje de la carga iguala a $+V_{CC}$ o a $-V_{CC}$ en el instante en que el voltaje en la carga está en su valor pico, V_m. Estamos considerando el caso ideal en el que $V_{CE,\,sat}$ es 0 V. Por lo tanto, el valor de V_m determina los voltajes de alimentación requeridos.

$$V_{CC} = +V_m = \mathbf{+20\ V}$$

y

$$-V_{CC} = -V_m = \mathbf{-20\ V}$$

Puesto que la eficiencia del amplificador clase B es $\pi/4$ o el 78.5%, tenemos

$$\eta = \frac{P_L}{2V_{CC}I_C}\,100\%$$

$$78.5 = \frac{20 \text{ W}}{2 \times 20 \text{ V} \times I_C}\,100$$

$$I_C = 0.637\text{A} = \mathbf{637\ mA}$$

Podemos obtener I_C por otro método. El valor pico de la corriente en la carga es

$$I_m = \frac{V_m}{R_L} = \frac{20 \text{ V}}{10\ \Omega} = 2 \text{ A}$$

Por lo tanto

$$I_C = \frac{I_m}{\pi} = \frac{2}{\pi} = 0.637 \text{ A} = \mathbf{637\ mA} \qquad (14\text{-}2a)$$

La disipación máxima del colector para cada transistor es

$$P_C = 0.20P_L = 0.20 \times 20 = \mathbf{4\ W} \qquad (14\text{-}11)$$

El voltaje inverso màximo para cada transistor es dos veces V_{CC}

$$BV_{CE} = 2V_{CC} = 2 \times 20 = \mathbf{40\ V}$$

Puesto que los transistores en los amplificadores de potencia de simetria complementaria son circuitos de emisor seguidor, el valor de A_v es la unidad. Asi que

$$V_{ent} = 2\ V_m = 2 \times 20 = \textbf{40 V de pico-a-pico}$$

Hay una diferencia muy importante entre el amplificador clase B de simetría complementaria y el amplificador clase B que emplea transformador de salida. El valor de la resistencia de carga y de la potencia en la misma, determinan los valores de $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$ en simetría complementaria. Si se requiere una potencia de salida diferente, se requieren diferentes fuentes de voltaje. En el circuito con transformador de salida, podemos controlar esto utilizando diferentes razones de vueltas sin cambiar la fuente de alimentación. También debe notarse que el circuito básico de simetria complementaria requiere dos fuentes de voltaje de alimentación en tanto que el circuito con transformador requiere solamente una.

En un amplificador push-pull clase A de simetria complementaria, requerimos que cada transistor esté polarizado en I_{CQ}. La corriente en la carga varia entre $+2I_{CQ}$ y $-2I_{CQ}$ con una eficiencia del 50%. Cuando la señal es cero, las corrientes estáticas fluyen en los transistores; hay cero corriente en la carga obligándonos a utilizar una eficiencia del 50%.

Ejemplo 14-6

La potencia en una carga resistiva de 10 Ω es 20 W en el circuito clase A mostrado en la Fig. 14-17. Determine los valores de $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$. Determine los valores de I_c y P_c para cada transistor. ¿Cuál es el valor de pico-a-pico requerido para V_{ent} cuando se entrega máxima potencia a la carga?

Solución

Esta condición de carga es la misma que hemos usado en los ejemplos anteriores en este capítulo con el fin de comparar los resultados. El valor pico del voltaje a través de la carga es

$$V_m = \sqrt{2P_L R_L} = \sqrt{2 \times 20\ \text{W} \times 10\ \Omega} = 20\ \text{V}$$

La magnitud de la fuente de voltajes del colector es cada una igual a V_m. Luego,

$$+V_{CC} = +V_m = \mathbf{+20\ V}$$

y

$$-V_{CC} = -V_m = \mathbf{-20\ V}$$

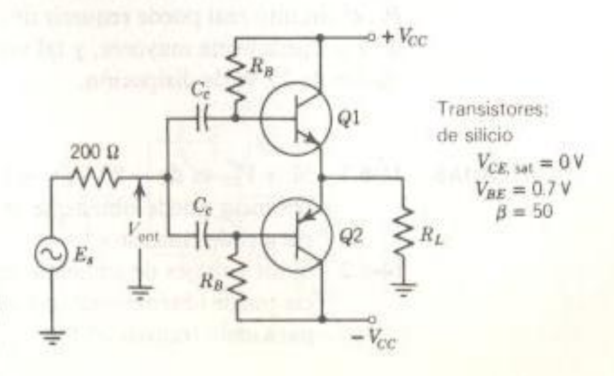


Fig. 14-17 Amplificador push-pull clase A de simetría complementaria.

La máxima eficiencia de un amplificador clase A es el 50%

$$\eta = \frac{P_L}{P_{cd}}100 = \frac{P_L}{V_{CC}I_C + (-V_{CC})(-I_C)}100 = \frac{P_L}{2V_{CC}I_C}100\% \quad (14\text{-}1a)$$

Sustituyendo los valores numéricos, tenemos

$$50\% = \frac{20\ \text{W}}{P_{cd}}100 = \frac{20\ \text{W}}{2 \times 20\ \text{V} \times (I_C)}100$$

Resolviendo, tenemos

$$P_{cd} = 40\ \text{W}$$

y

$$\mathbf{I_C = 1\ A}$$

En un amplificador clase A el valor máximo posible de P_C ocurre cuando la señal de entrada es cero. Así que

$$P_C = \frac{P_{cd}}{2} = \frac{40}{2} = \mathbf{20\ W}$$

Los transistores $Q1$ y $Q2$ son circuitos de emisor seguidor. La ganancia de voltaje A_v de la base al emisor es la unidad. Por lo tanto

$$V_{ent} = 2V_m = 2 \times 20 = \textbf{40 V de pico-a-pico}$$

La Tabla 14-2 muestra una comparación entre los cuatro circuitos básicos que se resolvieron en los ejemplos ilustrativos. Esta comparación se hace sólo para los circuitos de salida. Debe hacerse énfasis en que estos resultados suponen que los transistores son ideales y que $V_{CE,\,sat}$ es cero. En un diseño práctico, debe aumentarse algún margen. Por ejemplo, si encontramos que nuestros cálculos requieren 14 V para E_r y 20 W para P_C, el circuito real puede requerir una E_r ligeramente más grande, valores de V_{CC} ligeramente mayores, y tal vez el uso de transistores con especificación de 25 W de disipación.

Problemas

14-6.1 Si $+V_{CC}$ es de $+80$ V, y $-V_{CC}$ es de -80 V y R_L de 16 Ω, ¿qué potencia puede obtenerse en la carga? ¿Cuál es el valor de P_C para cada transistor?

14-6.2 Si los voltajes de alimentación son $+12$ V y -12 V, ¿qué potencia puede obtenerse en una carga de 12 Ω? ¿Cuál es el valor de P_C para cada transistor?

Tabla 14-2. Comparación de circuitos amplificadores push-pull
(P_L = 20 W y R_L = 10 Ω para todos los circuitos)

Tipo de circuito	V_{CC}	*I_C	P_{cd}	*P_C
Clase A con transformador (Fig. 14-7 Ej. 14-1)	40 V	0.5 A	40 W	20 W
Clase B con transformador (Fig. 14-13 Ej. 14-3)	40 V	0.32 A	25.6 W	4 W
Clase A con simetría complementaria (Fig. 14-17 Ej. 14-6)	±20 V	1.0 A	40 W	20 W
Clase B con simetría complementaria (Fig. 14-15 Ej. 14-5)	±20 V	0.64 A	25.6 W	4 W

*Para cada transistor.

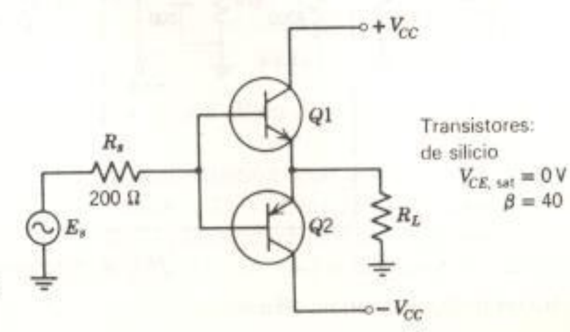
14-6.3 Determine $+V_{CC}$, $-V_{CC}$ y E_s si la potencia en la carga de 16 Ω va a ser 10 W. ¿Cuáles son las especificaciones (P_C, I_C y BV_{CE}) para cada transistor? Determine la ganancia total de potencia en decibeles.

14-6.4 Repita el Prob. 14-6.3 si la potencia de salida requerida es de 500 mW en una carga de 40 Ω.

14-6.5 La potencia requerida en la carga de 50 Ω (R_L) es 1 W. Determine $+V_{CC}$, $-V_{CC}$, R y el valor de E_s requeridos para obtener la potencia de salida plena. Determine las especificaciones (I_C, P_C y BV_{CE}) para cada transistor. Encuentre la ganancia total de potencia en decibeles. Utilice el circuito y los datos de la Fig. 14-17.

14-6.6 Repita el Prob. 14-6.5 si la potencia requerida en la carga es 4 W y la resistencia de carga es 16 Ω.

14-6.7 Si en el Prob. 14-6.1 se requiere el uso de un circuito clase A, especifique los valores de R_B, I_C y P_C para cada transistor. ¿Cuál es P_L?



Circuito amplificador clase B para los Probs. del 14-6.1 al 14-6.4

14-6.8 Si en el Prob. 14-6.2 se requiere el uso de un circuito clase A, especifique los valores de R_B, I_C y P_C para cada transistor. ¿Cuál es P_L?

14-6.9 Si en el Prob. 14-6.3 se requiere el uso de un circuito clase A, especifique los valores de R_B, I_C y P_C para cada transistor. ¿Cuál es P_L?

14-6.10 Si en el Prob. 14-6.4 se requiere el uso de un circuito clase A, especifique los valores de R_B, I_C y P_C para cada transistor. ¿Cuál es P_L?

Sección 14-7 Amplificadores de audio comerciales

Para concluir este capítulo se muestran tres circuitos utilizados comercialmente. El amplificador mostrado en la Fig. 14-18 es el circuito electrónico completo utilizado en una grabadora portátil. Se utilizan transformadores de excitación y de salida en el amplificador push-pull de salida. Se emplea un termistor para compensar la temperatura en la etapa de potencia. El circuito es simple, y el único control es para regular el volumen. Se dan los valores de voltaje de cd esperados en el circuito para la condición de no-señal.

El amplificador mostrado en la Fig. 14-19 es un canal de un amplificador estéreo de dos canales para una grabadora. La salida es un arreglo push-pull de simetría complementaria en el que se requiere solamente una fuente de alimentación. El arreglo de simetría complementaria en las etapas de excitación mejoran la respuesta de baja frecuencia del sistema al evitar el uso de capacitores de acoplamiento. El control de bajos efectivamente quita e inserta un capacitor de acoplamiento pequeño. El control de agudos controla la cantidad de frecuencias altas que se deriva a tierra. El control de balance fija el nivel de este canal en relación al otro.

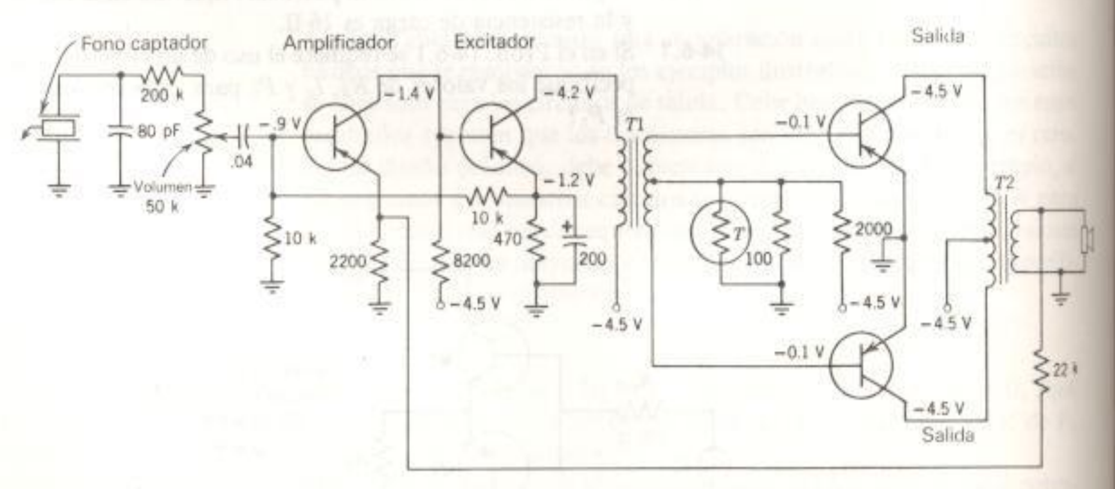


Fig. 14-18 Amplificador para un fonógrafo portátil pequeño.

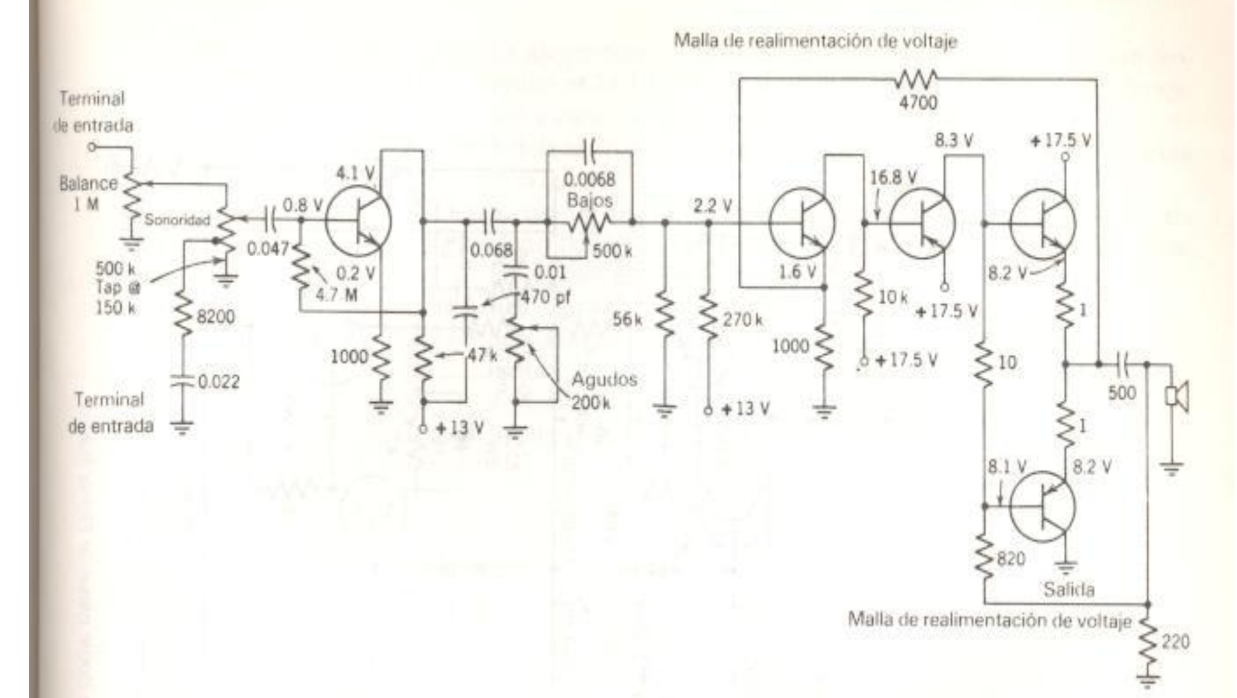


Fig. 14-19 Un canal de un amplificador de alta fidelidad.

Los controles de los canales están acoplados mecánicamente de tal manera que se introduce en forma simultánea el mismo efecto en ambos canales.

En la Fig. 14-20 se muestra la sección del amplificador de potencia de un radio-receptor de alta fidelidad. Este circuito es representativo de los amplificadores de audio de máxima calidad que están disponibles. Los transistores Q806 y Q808 se usan en lo que se llama circuito de *simetría cuasicomplementaria*. Sin señal el punto central del circuito (la unión entre las resistencias R y R) se ajusta cuidadosamente a +31.5 V, el cual es la mitad del voltaje de alimentación. Una señal que entra al amplificador causa que el potencial de este punto varíe de acuerdo con la señal de entrada.

Los lazos de realimentación de este circuito se considerarán en el Cap. 16.

Problemas adicionales

La carga A es 2 W en 8 Ω y la carga B es 30 W en 16 Ω.

14-1 La alimentación a un amplificador push-pull clase A con transformador es 24 V. Determine las especificaciones para el transformador y para los transistores si se usa la carga A.

14-2 Repita el Prob. 14-1 si la fuente de voltaje de alimentación es 40 V y se usa la carga B.

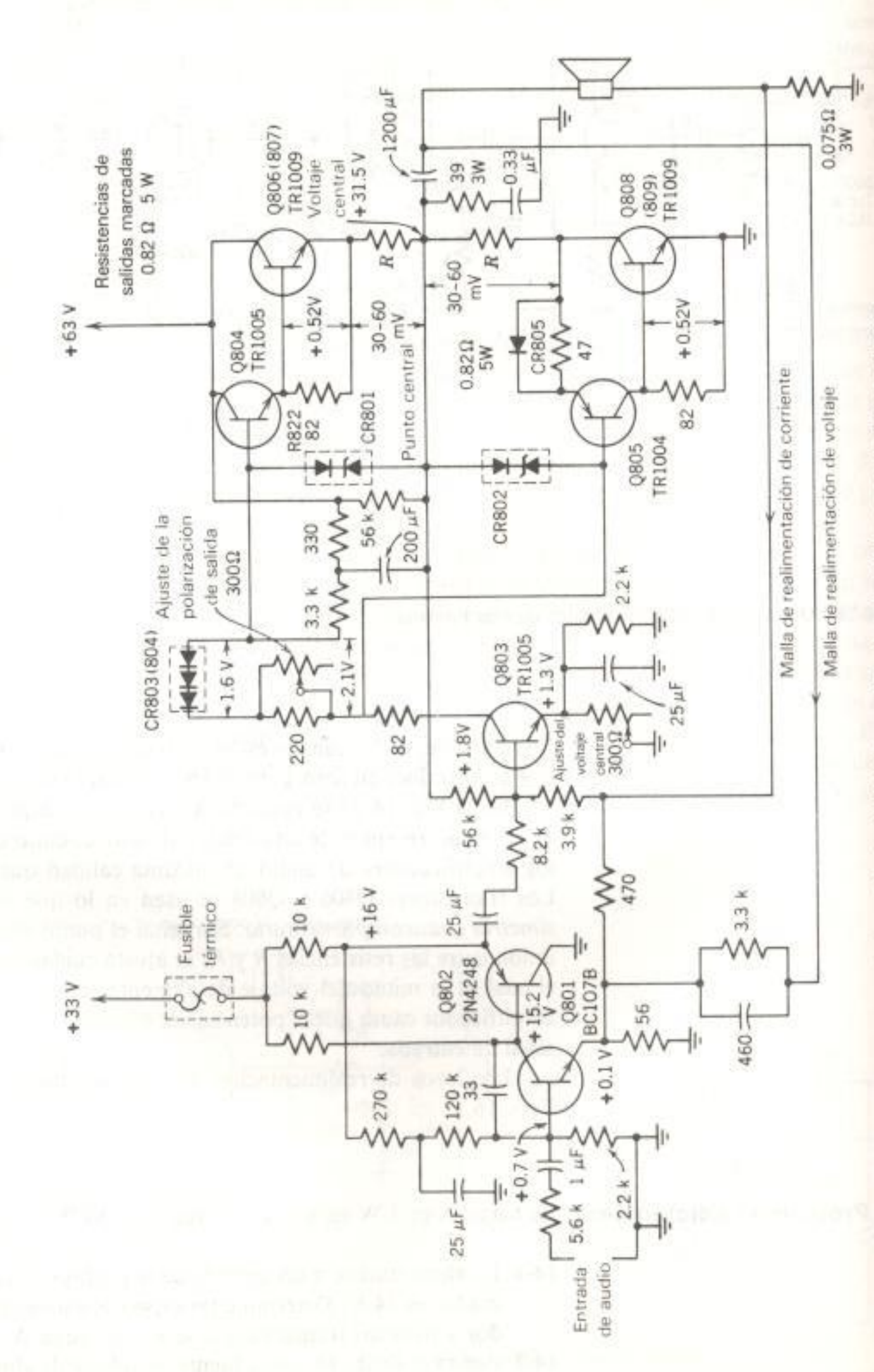


Fig. 14-20 Amplificador de control de audio de 45 W del amplificador de doble canal de Fisher Radio Corporation. (*Cortesía de Fisher Radio Corporation.*)

14-3 La alimentación a un amplificador push-pull clase B con transformador es 24 V. Determine las especificaciones para el transformador y para los transistores si se usa la carga A.

14-4 Repita el Prob. 14-3 si la fuente de alimentación es de 40 V y se usa la carga B.

14-5 Se usa un amplificador de simetría complementaria clase A para alimentar la carga A. Determine las especificaciones para los voltajes de alimentación y para los transistores.

14-6 Repita el Prob. 14-5 si se usa la carga B.

14-7 Se usa un amplificador clase B de simetría complementaria para alimentar la carga A. Determine las especificaciones para los voltajes de alimentación y para los transistores.

14-8 Repita el Prob. 14-7 si la carga es la B.

15 Respuesta en frecuencia

Una red que tiene una pérdida en su voltaje de salida junto con un cambio de fase a frecuencias bajas (Sec. 15-1) y otra que tiene una pérdida en su voltaje de salida junto con un cambio de fase en frecuencias altas (Sec. 15-2) se examinan utilizando los métodos de análisis de circuitos de ca. Un método simplificado para el estudio de las propiedades de la ganancia y la fase de la red emplea los diagramas de Bode, tanto para la respuesta en bajas frecuencias (Sec. 15-3) como para la respuesta en altas frecuencias (Sec. 15-4). Se hace una comparación de la aproximación simplificada de la técnica de Bode con los resultados exactos del análisis de circuitos de ca (Sec. 15-5). Se obtiene la respuesta en frecuencia y fase utilizando diagramas de Bode (Sec. 15-6). Se evalúa la capacitancia de entrada a un semiconductor por medio del teorema de Miller (Sec. 15-7).

Sección 15-1 Respuesta en baja frecuencia

Como resultado de los efectos capacitivos, la ganancia de un amplificador (o de un circuito) disminuye en bajas y altas frecuencias. Las ganancias del amplificador con las que hemos trabajado en este texto son *ganancias a frecuencias intermedias* o *ganancias de banda intermedia*. En el laboratorio por lo general tomamos medidas a 400 Hz o a 1 kHz para asegurarnos que lo que medimos es la ganancia de banda intermedia.

Antes que examinemos los circuitos amplificadores, mostraremos cómo disminuye el voltaje de salida de un circuito pasivo en frecuencias bajas. Luego, en una sección posterior, mostraremos cómo disminuye la salida de un circuito pasivo en frecuencias altas.

El circuito mostrado en la Fig. 15-1*a* es un circuito serie simple. Puesto que hay un capacitor C_1 en él, la corriente I_{ent} adelante a V_{ent} por $\theta°$ como se muestra en el diagrama de fasores (Fig. 15-1*b*). El voltaje de salida V_{sal} es la caída de voltaje a través de R_2 y, por lo tanto, V_{sal} *adelanta* a V_{ent} por el ángulo de fase θ.

Puesto que tenemos un circuito serie,

$$I_{ent} = \frac{V_{ent}}{R_1 + R_2 - jX_{C_1}}$$

Fig. 15-1 Circuito pasivo que muestra una caída en V_{sal} en frecuencias bajas. (*a*) Diagrama del circuito. (*b*) Diagrama de fasores.

y

$$V_{sal} = R_2 I_{ent} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 - jX_{C_1}} V_{ent}$$

Si dividimos ambos lados por V_{ent}, *definimos* la ganancia en baja frecuencia A_{LF} en cualquier frecuencia baja f como

$$A_{LF} \equiv \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 - jX_{C_1}} \tag{15-1}$$

A frecuencias intermedias o en la banda intermedia, el capacitor no tiene efecto alguno. A estas frecuencias mayores, la reactancia del capacitor llega a ser insignificantemente pequeña.

$$X_{C_1} \leq \frac{1}{10}(R_1 + R_2)$$

En la banda intermedia el voltaje de salida es el resultado de un simple divisor de voltaje formado por R_1 y R_2.

$$V_{sal} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ent}$$

Si dividimos ambos lados entre V_{ent}, *definimos* A_v, la ganancia en la banda intermedia

$$A_v \equiv \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{15-2}$$

Si dividimos la Ec. 15-1 entre la Ec. 15-2, *definimos* el cociente K_{LF} como la razón de la ganancia a baja frecuencia f a la ganancia en la banda intermedia.

$$\boxed{K_{LF} \equiv \frac{A_{LF}}{A_v}} \tag{15-3}$$

donde $$0 \leq K_{LF} \leq 1$$

Sustituyendo, tenemos

$$K_{LF} = \frac{A_{LF}}{A_v} = \frac{\dfrac{R_2}{R_1 + R_2 - jX_{C_1}}}{\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 - jX_{C_1}}$$

Dividiendo el numerador y el denominador entre $(R_1 + R_2)$, encontramos

$$K_{LF} = \frac{1}{1 - j\dfrac{X_{C_1}}{R_1 + R_2}} \qquad (15\text{-}4)$$

La Ec. 15-4 puede expresarse en la forma rectangular

$$K_{LF} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{X_{C_1}}{R_1 + R_2}\right)^2}} \angle + \tan^{-1}\frac{X_{C_1}}{R_1 + R_2} \qquad (15\text{-}5)$$

Ejemplo 15-1
Determine los datos para una gráfica de la magnitud y el ángulo de fase de K_{LF} para el circuito mostrado en la Fig. 15-2.

Solución
Se sustituyen los valores numéricos, ya sea en la Ec. 15-4 o en la Ec. 15-5, para frecuencias entre 1000 Hz y 0.1 Hz. Estos resultados se resumen en la Tabla 15-1 y se representan gráficamente en la Fig. 15-3.

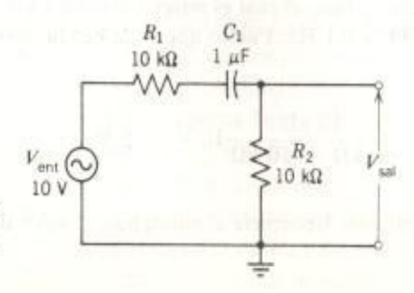
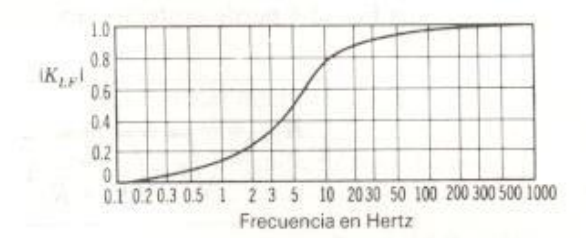


Fig. 15-2 Circuito utilizado para mostrar la respuesta en bajas frecuencias.

Tabla 15-1 Valores de K_{LF} para el circuito de la Fig. 15-2

f (Hz)	θ (grados)	$\lvert K_{LF}\rvert$
1000	+0.5	1.000
500	+0.9	1.000
100	+4.6	0.997
20	+21.7	0.929
10	+38.5	0.782
7.96	+45.0	0.707
5	+57.9	0.532
2	+75.9	0.244
1	+82.8	0.125
0.5	+86.4	0.063
0.2	+88.6	0.025
0.1	+89.3	0.013



θ grados de adelanto
90
60
30
0
0.1 0.2 0.3 0.5 1 2 3 5 10 20 30 50 100 200 300 500 1000
Frecuencia en Hertz

Fig. 15-3 Gráficas de magnitud y fase de K_{LF} para el circuito de la Fig. 15-2.

Una inspección de las gráficas de la Fig. 15-3 muestra que K_{LF} es 1 a 400 Hz, a 1 kHz y a todas las frecuencias mayores. A frecuencias menores de 100 Hz el valor de K_{LF} decrece con rapidez. A 0.1 Hz, el voltaje de salida es sólo cerca del 1% del valor de la salida a 1000 Hz. El ángulo de fase, el cual es insignificante a 1 kHz, aumenta hasta tener un adelanto de 89° a 0.1 Hz. Puesto que en la banda intermedia V_{sal} es

$$V_{sal} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ent} = \frac{10\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega} 10\ \text{V} = 5\ \text{V}$$

el valor de V_{sal} puede obtenerse en cualquier frecuencia al multiplicar el valor de K_{LF} en esa frecuencia por 5 V.

Problemas Para cada uno de los problemas, determine suficientes valores de V_{sal} y del corrimiento de la fase para graficar las curvas de respuesta.

15-1.1 Si C es 10 μF y R es 100 Ω. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 100 Hz.

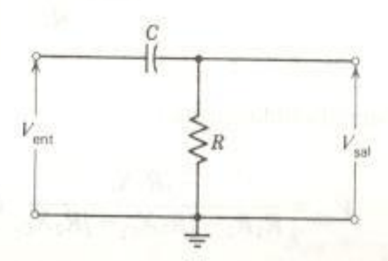
15-1.2 Si C es 0.02 μF y R es 82 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 150 Hz.

15-1.3 Si C es 0.01 μF y R_1 es 500 Ω. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 20 kHz.

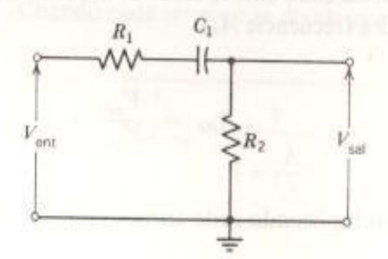
15-1.4 Si C_1 es 0.2 μF, R_1 es 2 kΩ y R_2 es 10 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 12 Hz.

15-1.5 Si C_1 es 0.33 μF, R_1 es 20 kΩ y R_2 es 30 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 4 Hz.

15-1.6 Si C_1 es 0.05 μF, R_1 es 4.7 kΩ, y R_2 es 4.7 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 100 Hz.



Circuito para los Probs. del 15-1.1 al 15-1.3



Circuito para los Probs. del 15-1.4 al 15-1.6

Sección 15-2 Respuesta en alta frecuencia

La corriente de entrada I_{ent} del circuito mostrado en la Fig. 15-4a se divide en I_1 e I_2. Dibujamos el diagrama fasorial (Fig. 15-4b) usando a V_{sal} como el fasor de referencia. Asi que I_2 está en fase con V_{sal} e I_1 adelanta a V_{sal} por 90°. La suma fasorial de I_1 e I_2 es I_{ent}. La caída de voltaje R_1I_{ent} está en fase con I_{ent} y se dibuja como un fasor paralelo al I_{ent}. Por lo que V_{ent} es la suma de los fasores V_{sal} y R_1I_{ent}. De la Fig. 15-4b vemos que ahora V_{sal} se atrasa con respecto a V_{ent} por el ángulo de fase θ.

La combinación de R_2 y C_2 en paralelo es la impedancia dada por la regla del "producto entre la suma".

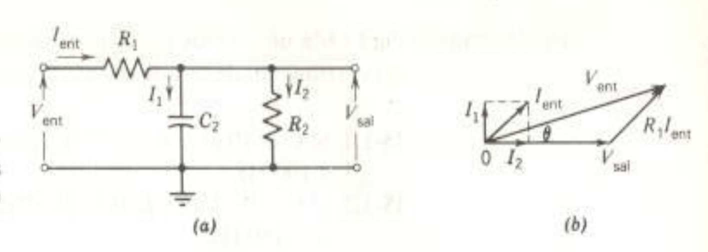


Fig. 15-4 Circuito pasivo que muestra una caída en V_{sal} en frecuencias altas. (*a*) Diagrama del circuito. (*b*) Diagrama fasorial.

$$\frac{R_2(-jX_{C_2})}{R_2 - jX_{C_2}} = -j\frac{R_2X_{C_2}}{R_2 - jX_{C_2}}$$

Luego por la regla del divisor de voltaje tenemos

$$V_{sal} = \frac{-j\dfrac{R_2X_{C_2}}{R_2 - jX_{C_2}}}{R_1 - j\dfrac{R_2X_{C_2}}{R_2 - jX_{C_2}}} \; V_{ent}$$

$$x_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

Simplificando tenemos

$$V_{sal} = \frac{-jR_2X_{C_2}}{R_1R_2 - jR_1X_{C_2} - jR_2X_{C_2}}V_{ent} = \frac{-jR_2X_{C_2}}{R_1R_2 - j(R_1 \times R_2)X_{C_2}}V_{ent}$$

Si $f \to 0$, $x_C \to \infty$ Se puede considerar que a frecuencia intermedia C_2 en circuito abierto y entonces

Dividiendo ambos lados de la ecuación por V_{ent} obtenemos la ganancia en alta frecuencia A_{HF}.

$$A_{HF} = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{-jR_2X_{C_2}}{R_1R_2 - j(R_1 + R_2)X_{C_2}}$$

Multiplicando cada término por j

$$A_{HF} = \frac{R_2X_{C_2}}{(R_1 + R_2)X_{C_2} + jR_1R_2}$$

En la banda intermedia, el efecto de derivación en paralelo de C_2 es insignificante y la ganancia en la banda intermedia es simplemente la acción de un divisor de voltaje resistivo.

$$A_v = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{15-2}$$

Si dividimos A_{HF} por A_v, *definimos* K_{HF}

$$K_{HF} \equiv \frac{A_{HF}}{A_v} \tag{15-6}$$

donde $$0 \leq K_{HF} \leq 1$$

y sustituyendo A_{HF} y A_v, tenemos

$$K_{HF} = \frac{\dfrac{R_2 X_{C_2}}{(R_1 + R_2)X_{C_2} + jR_1R_2}}{\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_2} + j\dfrac{R_1R_2}{R_1 + R_2}}$$

Ahora definimos la resistencia equivalente R_{ec} como la combinación en paralelo de R_1 y R_2.

$$R_{ec} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \quad = R_1 // R_2 \tag{15-7}$$

Sustituyendo, tenemos

$$K_{HF} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_2} + jR_{ec}}$$

Cuando cada término se divide por X_{C_2}, tenemos

$$K_{HF} = \frac{1}{1 + j\dfrac{R_{ec}}{X_{C_2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{R_{ec}}{X_{C_2}}\right)^2}} \angle -\tan^{-1}\frac{R_{ec}}{X_{C_2}} \tag{15-8}$$

Ejemplo 15-2

Determine datos para una gráfica de la magnitud y el ángulo de fase de K_{HF} para el circuito mostrado en la Fig. 15-5.

Solución

Por la Ec. 15-7 la R_{ec} es

$$R_{ec} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10\ \text{k}\Omega \times 10\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{k}\Omega \tag{15-7}$$

Utilizando este valor para R_{ec} y 1000 pF para C_2, sustituimos diferentes valores de

frecuencia en la Ec. 15-8 para obtener los valores de la magnitud y del ángulo de fase de K_{HF} que se registran en la Tabla 15-2. Los resultados se representan gráficamente en la Fig. 15-6.

Fig. 15-5 Circuito utilizado para mostrar la respuesta en alta frecuencia.

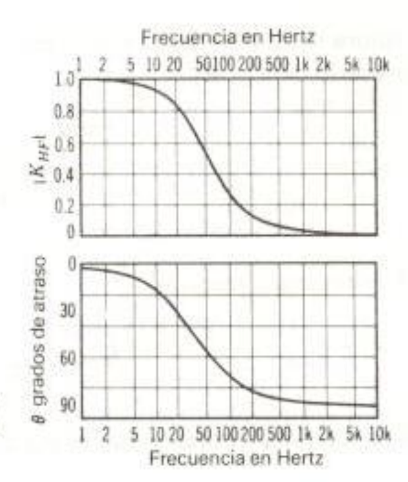


Fig. 15-6 Gráficas de magnitud y fase de K_{HF} para el circuito de la Fig. 15-5.

Tabla 15-3 Valores de K_{HF} para el circuito de la Fig. 15-5

f (kHz)	θ (grados)	$\lvert K_{HF} \rvert$
1	−1.8	1.000
2	−3.6	0.998
5	−8.9	0.988
10	−17.4	0.954
20	−32.1	0.847
31.8	−45.0	0.707
50	−57.5	0.537
100	−72.3	0.303
200	−81.0	0.157
500	−86.4	0.064
1000	−88.2	0.032
10000	−89.8	0.003

Problemas Para cada uno de los problemas, determine suficientes valores para V_{sal} y el corrimiento de fase para graficar las curvas de respuesta.

15-2.1 Si C es de 0.01 μF y R es de 2 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 25 kHz.

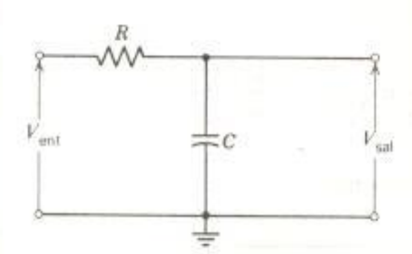
15-2.2 Si C es de 1000 pF y R es de 10 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 60 kHz.

15-2.3 Si C es de 20 μF y R es de 100 Ω. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 500 Hz.

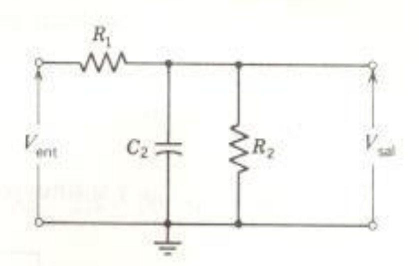
15-2.4 Si C_2 es de 0.01 μF, R_1 es de 10 kΩ, y R_2 es de 500 Ω. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 5 kHz.

15-2.5 Si C_2 es de 0.01 μF, R_1 es de 500 Ω, y R_2 es de 10 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 20 kHz.

15-2.6 Si C_2 es de 200 pF, R_1 es de 33 kΩ, y R_2 es de 47 kΩ. Determine V_{sal} y el corrimiento de fase a 240 kHz.



Circuito para los Probs. del 15-2.1 al 15-2.3



Circuito para los Probs. del 15-2.4 al 15-2.6

Sección 15-3 Diagramas de Bode para respuesta en baja frecuencia

La expresión que obtuvimos en la Sec. 15-1 para K_{LF} fue

$$K_{LF} = \frac{1}{1 - j\dfrac{X_{C_1}}{R_1 + R_2}} \tag{15-4}$$

Examinemos el término

$$\frac{X_{C_1}}{R_1 + R_2}$$

y al reemplazar X_{C_1} por $1/2\pi f C_1$

$$\frac{X_{C_1}}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2\pi f(R_1 + R_2)C_1}$$

La constante de tiempo τ_1 se *define* como

$$\tau_1 \equiv (R_1 + R_2)C_1 \text{ s} \tag{15-9}$$

La frecuencia en radianes ω_1 se *define* como

$$\omega_1 \equiv 2\pi f_1 \equiv \frac{1}{\tau_1} \text{rad/s} \tag{15-10}$$

o

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{\omega_1}{2\pi} \text{ Hz} \tag{15-11}$$

Recordando que $2\pi f$ es ω, el término que estamos examinando se convierte en

$$\frac{X_{C_1}}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2\pi f \tau_1} = \frac{\omega_1}{\omega} = \frac{f_1}{f}$$

y sustituyendo en la Ec. 15-4, tenemos

$$K_{LF} = \frac{1}{1 - j\frac{f_1}{f}} = \frac{1}{1 - j\frac{\omega_1}{\omega}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} \angle + \tan^{-1}\frac{f_1}{f} \tag{15-12}$$

En el ejemplo que usamos para la respuesta en baja frecuencia, tenemos

$$(R_1 + R_2) = 20{,}000\ \Omega$$

y

$$C_1 = 1\ \mu\text{F}$$

Luego

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C_1 = 20\,000\ \Omega \times (1 \times 10^{-6}\text{ F}) = 0.02\text{ s} \tag{15-9}$$

y

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{0.02} = 50 \text{ rad/s} \tag{15-10}$$

y

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{50}{2\pi} = 7.96 \text{ Hz} \tag{15-11}$$

En la Tabla 15-1, vemos que, cuando K_{LF} se evalúa para 7.96 Hz, encontramos que la magnitud de K_{LF} es 0.707 y el ángulo de fase es $+45.0°$. Estos son los valores que esperamos encontrar cuando $(R_1 + R_2)$ iguala X_{C_1} y las Ecs. 15-4 y 15-12 se reducen a

$$K_{LF} = \frac{1}{1 - j1}$$

Consideremos la Ec. 15-2 y poniendo la restricción de que

$$\frac{f_1}{f} \gg 1$$

Luego

$$K_{LF} = \frac{1}{-j\dfrac{f_1}{f}} = j\frac{f}{f_1} = \frac{f}{f_1} \angle 90° \tag{15-13}$$

Ahora expresemos la magnitud de K_{LF} de la Ec. 15-13 en decibeles

$$K_{LF}, \text{dB} = 20 \log_{10} \frac{f}{f_1} \text{dB} \tag{15-14}$$

Cuando f iguala a f_1, la Ec. 15-14 da 0 dB. Cuando f es igual a $\frac{1}{2}f_1$, la Ec. 15-14 da -6 dB. Note que este cambio en la frecuencia de *una octava* resulta en un cambio de 6 dB en la respuesta. Cuando f es igual a $0.1f_1$, la Ec. 15-14 da -20 dB. Note que este cambio en la frecuencia de *una década* resulta en un cambio de 20 dB en la respuesta.

Los valores numéricos obtenidos para la magnitud de K_{LF} en el Ej. 15-1 se convierten en decibeles por medio de la Ec. 15-14. Estos resultados se adicionan a la Tabla 15-1 para formar la Tabla 15-3.

La magnitud en decibeles y el ángulo de fase del circuito se representan gráficamente en la Fig. 15-7.

Un *diagrama de Bode* es un método de aproximación de las curvas reales por medio de las líneas rectas que se han agregado a la Fig. 15-7.

La *frecuencia de quiebre* es f_1 (o ω_1), la cual se determinó a partir de τ_1. La ganancia de 0 dB para todas las frecuencias mayores que f_1 (o ω_1). Abajo de f_1, K_{LF} *cae* siguiendo una línea recta de pendiente de 6 *dB por octava* o bien de 20 *dB por década* de cambio de frecuencia. Note que la ganancia real en f_1 (o ω_1) está 3 dB abajo (-3 dB).

Una referencia a la Tabla 15-3 nos muestra que, para un cambio de frecuencia de 1 Hz a 0.5 Hz (un cambio de una octava) la ganancia decrece de -18 dB a -24 dB, la cual es un cambio de 6 dB en un cambio en frecuencia de una octava. Para un cambio en frecuencia de 1 Hz o 0.1 Hz (un cambio de una década) la ganancia decrece de -18 dB a -38 dB o -20 dB.

Tabla 15-3 Valores de K_{LF} para el circuito de la Fig. 15-2

f (Hz)	θ (grados)	K_{LF}	K_{LF} (dB)
1000	+0.5	1.000	0
500	+0.9	1.000	0
100	+4.6	0.997	−0.03
20	+21.7	0.929	−0.64
10	+38.5	0.782	−2.13
7.96	+45.0	0.707	−3.00
5	+57.9	0.532	−5.48
2	+75.9	0.244	−12.26
1	+82.8	0.125	−18.08
0.5	+86.4	0.063	−24.05
0.2	+88.6	0.025	−32.00
0.1	+89.3	0.013	−38.00

El ángulo de fase en la frecuencia de quiebre f_1 (o ω_1) es 45°. Se dibuja una linea recta de 90° en $0.1f_1$ (o $0.1\omega_1$) a 0° en $10f_1$ (o $10\omega_1$). En todas las frecuencias abajo de $0.1f_1$ (o $0.1\omega_1$), el ángulo de fase es 90°. Para todas las frecuencias arriba de $10f_1$ (o $10\omega_1$), el ángulo de fase es 0°.

En el Ej. 15-1

$$A_v = \frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} = \frac{1}{2} = -6\text{ dB}$$

El diagrama de Bode muestra una linea horizontal de −6 dB a partir de f_1 (7.96 Hz), la frecuencia de quiebre. Empezamos la caída de 20 dB/en

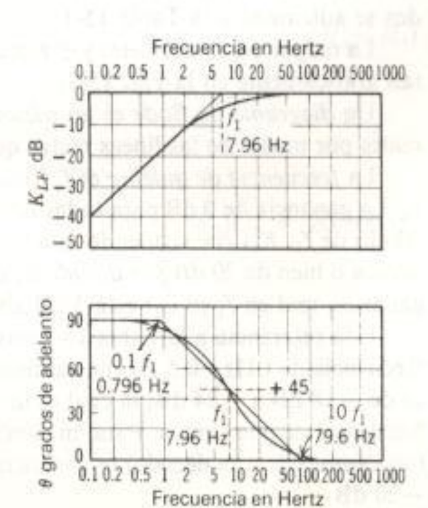


Fig. 15-7 Diagramas de Bode de magnitud y ángulo de fase para la red de baja frecuencia dada en la Fig. 15-1.

una década en la coordenada (-6 dB, 7.96 Hz). Esto equivale a sumar -6 dB a todos los valores en decibeles de la Tabla 15-3. También equivale a mover 6 dB hacia abajo la curva de ganancia completa en la Fig. 15-7. La curva de ángulo de fase no cambia.

Es más fácil trazar un diagrama de Bode que hacer todos los cálculos requeridos para la Tabla 15-1 o para la Tabla 15-3. Todo lo que hay que hacer es determinar las frecuencias de quiebre a partir de

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C_1 \tag{15-9}$$

y

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1} \tag{15-10}$$

o

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} \tag{15-11}$$

y la ganancia en dB de la banda intermedia.

Ejemplo 15-3

Utilizando los diagramas de Bode mostrados en la Fig. 15-7, determine el valor de K_{LF} y del ángulo de fase a 1.2 Hz.

Solución

Para resolver este problema puede utilizarse la Ec. 15-4 o la 15-5, pero deseamos mostrar cómo se usan los conceptos lineales del diagrama de Bode. El diagrama de Bode para la ganancia es lineal para un plano en decibeles en el eje Y y el $\log_{10}$ de la frecuencia en el eje X. Asimismo, el diagrama de Bode para el ángulo de fase es lineal para el ángulo de fase en el eje Y y el $\log_{10}$ de la frecuencia en el eje X.

El cambio de K_{LF} es 20 dB en una década (10:1) de cambio en la frecuencia. El valor de $\log_{10} 10/1$ es 1. En la Fig. 15-7 un cambio de una década en la frecuencia es el cambio de 0.796 Hz ($0.1f_1$) a 7.96 Hz (f_1). El $\log_{10}$ del cambio de 0.796 Hz a 1.2 Hz es

$$\log_{10}\frac{1.2}{0.796} = 0.178$$

Luego K_{LF} a 0.796 Hz es -20 dB. El incremento en dB de 0.796 Hz a 1.2 Hz es

$$20 \times 0.178 = 3.56 \text{ dB}$$

Por lo tanto, el valor de K_{LF} a 1.2 Hz es

$$-20 + 3.56 = \mathbf{-16.44\ dB}$$

La Fig. 15-7 muestra que el ángulo de fase cae de 90° a 0° en dos décadas (de $0.1f_1$ a

$10f_1$). Como una distancia de dos décadas en $\log_{10}$ es 2.0. El cambio de 0.796 Hz a 1.2 Hz es un cambio en $\log_{10}$ de 0.178. Así que el cambio en el ángulo de fase es

$$\frac{0.178}{2.0} \times 90° = 8°$$

El ángulo de fase a 1.2 Hz es

$$90° - 8° = \mathbf{82°}$$

Problemas Determine los valores de f_1 y ω_1, las frecuencias de quiebre, y el valor en dB de A_v para la banda intermedia de cada uno de los circuitos dados en los problemas del final de la Sec. 15-1. Trace los diagramas de Bode para la ganancia y la fase. Determine K_{LF} y los ángulos de fase para las frecuencias específicas dadas para cada problema utilizando el método explicado en el Ej. 15-3.

Sección 15-4 Diagramas de Bode para respuesta en alta frecuencia

El circuito (Fig. 15-5) que se utilizó para determinar la respuesta en alta frecuencia en la Sec. 15-2 se repite en la Fig. 15-8. Determinamos en este circuito que

$$A_{HF} = K_{HF}A_v \tag{15-6}$$

$$A_v = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2} \tag{15-2}$$

y

$$K_{HF} = \frac{1}{1 + j\dfrac{R_{ec}}{X_{C_2}}} \tag{15-8}$$

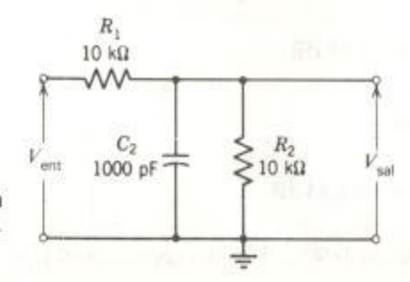


Fig. 15-8 Circuito utilizado para mostrar la respuesta en alta frecuencia.

en la cual

$$R_{ec} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 5\ \text{k}\Omega \tag{15-7}$$

Como procedimos en la última sección, consideramos el término en j

$$\frac{R_{ec}}{X_{C_2}} = \frac{R_{ec}}{\left(\dfrac{1}{2\pi f C_2}\right)} = 2\pi f R_{ec} C_2$$

Ahora *definimos* la constante de tiempo τ_2 como

$$\boxed{\tau_2 \equiv R_{ec} C_2\ \text{s}} \tag{15-15}$$

y *definimos* ω_2 como

$$\boxed{\omega_2 \equiv \frac{1}{\tau_2}\ \ \text{rad/s}} \tag{15-16}$$

Luego

$$\boxed{f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}\ \ \text{Hz}} \tag{15-17}$$

Si reemplazamos $2\pi f$ por ω, tenemos

$$\frac{R_{ec}}{X_{C_2}} = \frac{\omega}{\omega_2} = \frac{f}{f_2}$$

y ahora la Ec. 15-8 se convierte en

$$\boxed{K_{HF} = \frac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_2}} = \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_2}\right)^2}} \angle -\tan^{-1}\frac{f}{f_2}} \tag{15-18}$$

La Ec. 15-18 tiene la misma forma que la Ec. 15-12. Sin embargo, ahora la Ec. 15-18 muestra que K_{HF} cae cuando f se hace mayor que f_2.

Podemos emplear el mismo método que utilizamos para los diagramas de Bode de baja frecuencia y mostrar que:

1. El punto de quiebre para alta frecuencia es f_2 (o ω_2).
2. Para todas las frecuencias abajo de f_2 (o ω_2), la frecuencia de quiebre, mostramos la ganancia como una línea recta horizontal.
3. Para todas las frecuencias arriba de f_2 (o ω_2), la ganancia es una línea recta que cae con una rapidez de 20 dB por década o 6 dB por octava.
4. El corrimiento de fase en f_2 (o ω_2) es 45° de atraso.
5. En $0.1f_2$ (o $0.1\omega_2$) y para todas las frecuencias inferiores, el corrimiento de fase es cero.
6. En $10f_2$ (o $10\omega_2$) y para todas las frecuencias mayores el corrimiento de fase es 90° de atraso.
7. Se traza una línea recta desde el punto que localiza el corrimiento de fase de 0° a $0.1f_2$ (o $0.1\omega_2$) hasta el punto que localiza el corrimiento de fase de 90° a $10f_2$ (o $10\omega_2$).

En el Ej. 15-2 tenemos

$$R_{ec} = 5\ \text{k}\Omega$$

$$\tau_2 = R_{ec}C_2 = 5\ \text{k}\Omega \times (1000 \times 10^{-12}\ F) = 5 \times 10^{-6}\ \text{s}$$

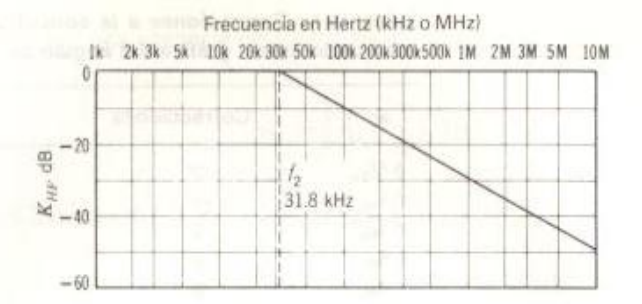
$$\omega_2 = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{5 \times 10^{-6}} = 2 \times 10^5\ \text{rad/s}$$

y

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{2 \times 10^5}{2\pi} = 31\ 800\ \text{Hz} = 31.8\ \text{kHz}$$

Los diagramas de Bode que muestran la respuesta en alta frecuencia para la red se trazan con rapidez en la Fig. 15-9. Debe recordarse que la respuesta real en f_2 (o ω_2) está 3 dB abajo del punto de quiebre.

Problemas Determine los valores de f_2 y ω_2, las frecuencias de quiebre, y el valor en decibeles de A_v en la banda intermedia para cada uno de los circuitos dados por los problemas del final de la Sec. 15-2. Trace los diagramas de Bode para la ganancia y la fase. Determine la K_{HF} y los ángulos de fase para las frecuencias especificadas para cada problema empleando el método explicado en el Ej. 15-3.



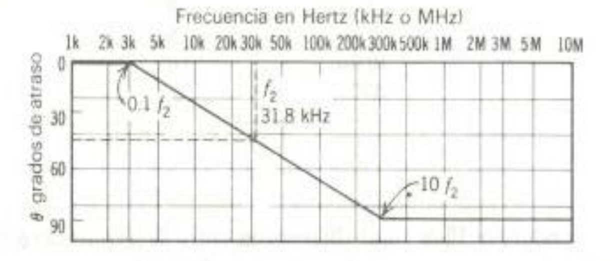


Fig. 15-9 Diagramas de Bode para la respuesta en alta frecuencia.

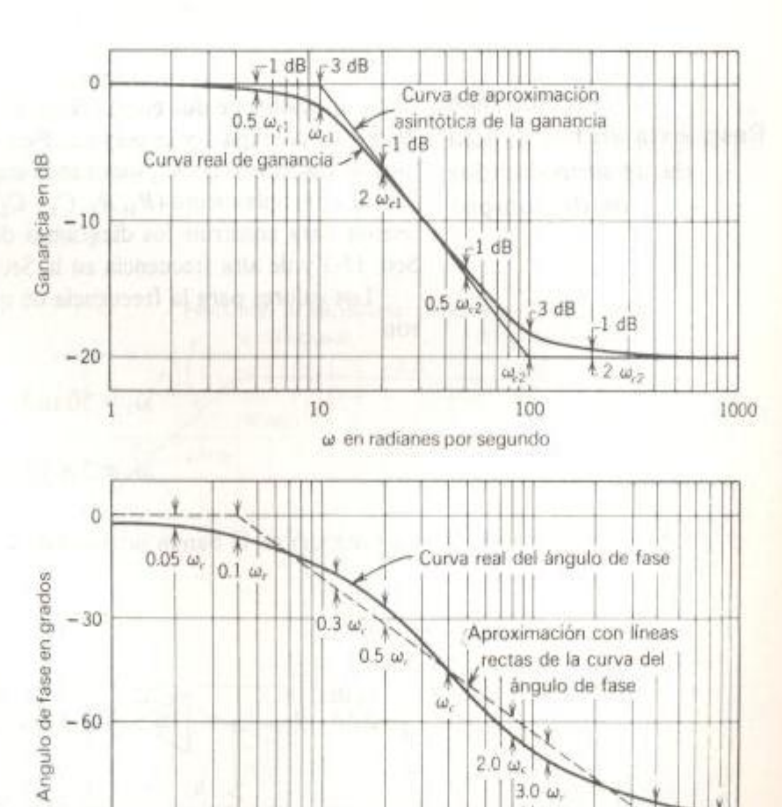


Fig. 15-10 Correcciones a la aproximación lineal de los diagramas de Bode (*Cortesía de B. I. DeRoy, Automatic Control Theory, Wiley, 1966*).

Tabla 15-4 Correcciones a la aproximación de líneas rectas, del corrimiento de fase o gráfica del ángulo de fase

ω	Correcciones
$0.05\omega_c$	$-3°$
$0.1\omega_c$	$-6°$
$0.3\omega_c$	$+5°$
$0.5\omega_c$	$+5°$
$1.0\omega_c$	$0°$
$2.0\omega_c$	$-5°$
$3.0\omega_c$	$-5°$
$10.0\omega_c$	$+6°$
$20.0\omega_c$	$+3°$

Sección 15-5 Exactitud de los diagramas de Bode

Las diferencias entre la respuesta real y la aproximación hecha al utilizar los diagramas de Bode se muestran en la Fig. 15-10 y son registradas en la Tabla 15-4.

Sección 15-6 Respuesta en frecuencia de un amplificador de dos etapas

El amplificador de dos etapas (Fig. 15-11) está formado por dos etapas idénticas, la etapa 1 y la etapa 2. Para propósitos de análisis, separaremos las dos etapas en A. Ahora cada etapa tiene características idénticas. La red de acoplamiento (R_1, R_2, C_1 y C_2) tienen los mismos valores que se usaron para construir los diagramas de Bode de baja frecuencia en la Sec. 15-3 y de alta frecuencia en la Sec. 15-4.

Los valores para la frecuencia de quiebre en radianes para cada red son

$$\omega_1 = 50 \text{ rad/s}$$

y

$$\omega_2 = 2 \times 10^5 \text{ rad/s}$$

La ganancia en la banda intermedia de la red de acoplamiento es $\frac{1}{2}$,

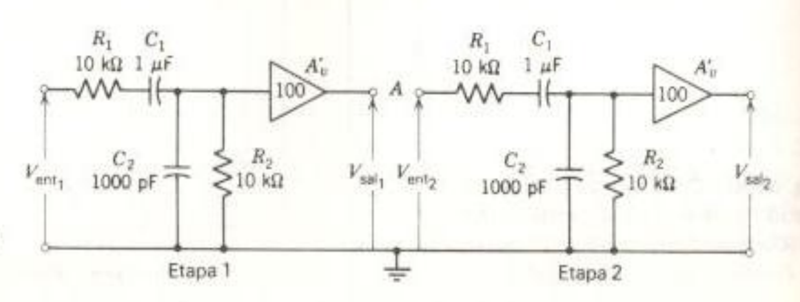


Fig. 15-11 Circuito que muestra un amplificador de dos etapas.

dando una ganancia neta en la banda intermedia para cada etapa de

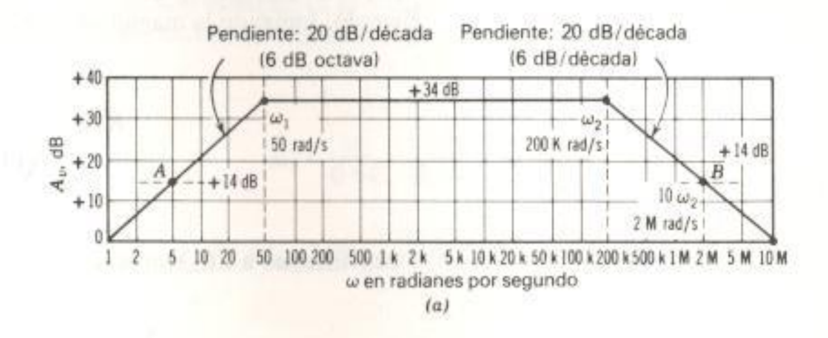
$$A_v = \frac{1}{2}A'_v = \frac{1}{2} \times 100 = 50$$

Convirtiendo A_v en decibeles, tenemos

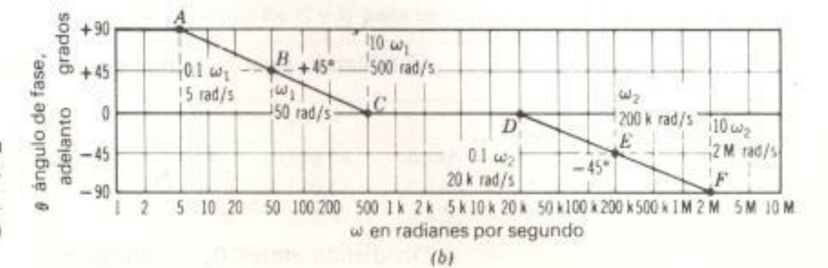
$$A_v \text{dB} = 20 \log_{10} 50 = +34 \text{ dB}$$

El diagrama de Bode de la ganancia (Fig. 15-12*a*) localiza la frecuencia de quiebre en baja frecuencia o punto de cambio de pendiente en 50 rad/s (ω_1) y +34 dB. La frecuencia de quiebre en alta frecuencia o punto de cambio de pendiente se localiza a 2×10^5 rad/s (ω_2) y +34 dB. Si consideramos una frecuencia de una década abajo de ω_1, la frecuencia es 5 rad/s. Si consideramos una frecuencia de una década arriba de ω_2, la misma es 2×10^6. En cada una de estas nuevas frecuencias, la ganancia está 20 dB abajo de la ganancia de la banda intermedia o (+34 −20) o +14 dB. Estos nuevos valores localizan los puntos *A* y *B* en la gráfica de la ganancia. Se dibujan líneas rectas a través de *A* y *B* hasta los puntos esquina para completar el diagrama de Bode de la ganancia.

En la construcción del diagrama de fase de Bode (Fig. 15-12*b*) el corrimiento de fase a las frecuencias de quiebre es 45°. En ω_1 el corrimiento de fase es de adelanto y en ω_2, el corrimiento de fase es un atraso. Se ubican los puntos *B* y *E* en el diagrama. En $0.1\omega_1$ el corrimiento de fa-



(*a*)



(*b*)

Fig. 15-12 Diagramas de Bode para la etapa 1 o la etapa 2 en el circuito amplificador mostrado en la Fig. 15-11. (*a*) Diagrama de ganancia. (*b*) Diagrama de fase.

se es 90° y en $10\omega_1$ el corrimiento de fase es 0°. Se localizan los puntos A y C y se traza una linea recta de A a C a través de B. En $0.1\omega_2$ el corrimiento de fase es 0° y en $10\omega_2$ es de 90°. Se ubican los puntos D y F y se traza una línea recta de D a F a través de E. A frecuencias menores que $0.1\omega_1$, y a frecuencias mayores que $10\omega_2$, los corrimientos de fase son de 90°. Entre C y D el corrimiento de fase es 0°.

Ahora se cierra la separación en A en la Fig. 15-11. Puesto que estamos utilizando amplificadores con un valor de cero ohms de resistencia de salida, conectando en A no cambia el valor de V_{sal}. Así que, en la banda intermedia, la ganancia es la suma de las ganancias de cada etapa individual.

$$(+34 \text{ dB}) + (+34 \text{ dB}) = +68 \text{ dB}$$

En la etapa sola, la frecuencia de quiebre en baja frecuencia, ω_1, ocurre a 50 rad/s y la frecuencia de quiebre en alta frecuencia, ω_2, ocurre a 2×10^5 rad/s. Cuando se conectan en cascada estas dos etapas, encontramos que la ganancia está 6 dB abajo en ω_1 y en ω_2. Sin embargo, requerimos nuevas frecuencias de quiebre ω_1' y ω_2' donde la ganancia total está 3 dB abajo para establecer las frecuencias esquina para el diagrama de frecuencias de Bode. Estas nuevas frecuencias de quiebre ω_1' y ω_2' ocurren cuando cada etapa está 1.5 dB abajo.

De igual forma si se conectan en cascada N *etapas iguales*, las nuevas frecuencias de quiebre total f_1' y f_2' ocurren cuando la ganancia de cada etapa está 3/N dB abajo. Estas nuevas frecuencias pueden determinarse evaluando las Ecs. 15-12 y 15-18 para f_1/f y para f/f_2 en los valores de K_{LF} y K_{HF} que corresponden a los valores en decibeles de 3/N dB. Por ejemplo, tomando la magnitud de la Ec. 15-12

$$K_{LF} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} \tag{15-12}$$

y convirtiendo a dB, tenemos

$$-\frac{3}{N} = -20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}$$

Cambiando signos y quitando la raíz cuadrada, tenemos

$$\frac{3}{N} = 10 \log_{10}\left[1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2\right]$$

Dividiendo entre 10, encontramos

$$\frac{0.3}{N} = \log_{10}\left[1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2\right]$$

Tomando antilogaritmos, tenemos

$$10^{0.3/N} = (10^{0.3})^{1/N} = 1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2$$

Puesto que $$10^{0.3} = 2$$

$$2^{1/N} = \sqrt[N]{2} = 1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2$$

Resolviendo para f_1/f, encontramos

$$\frac{f_1}{f} = \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} \qquad (15\text{-}19a)$$

En forma similar, podemos llegar a

$$\frac{f}{f_2} = \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} \qquad (15\text{-}19b)$$

para la frecuencia de quiebre de alta frecuencia.

Si evaluamos las Ecs. 15-19*a* y 15-19*b* para 1, 2, 3 y 4 etapas (idénticas), obtenemos los resultados tabulados en la Tabla 15-5.

En nuestro ejemplo, ω_1 es 50 rad/s y ω_2 es 200 k rad/s para cada etapa. Luego, las nuevas frecuencias de quiebre para el amplificador de dos etapas son

$$\omega_1' = \frac{\omega_1}{0.64} = \frac{50}{0.64} = 78 \text{ rad/s}$$

y

$$\omega_2' = 0.64\omega_2 = 0.64 \times 200{,}000 = 128{,}000 \text{ rad/s}$$

Tabla 15-5 El valor de f_1' y f_2' para un circuito de N etapas (idénticas)

Etapas	dB	f_1'	f_2'
1	−3	f_1	f_2
2	−1.5	$f_1/0.64$	$0.64f_2$
3	−1	$f_1/0.51$	$0.51f_2$
4	−0.75	$f_1/0.43$	$0.43f_2$

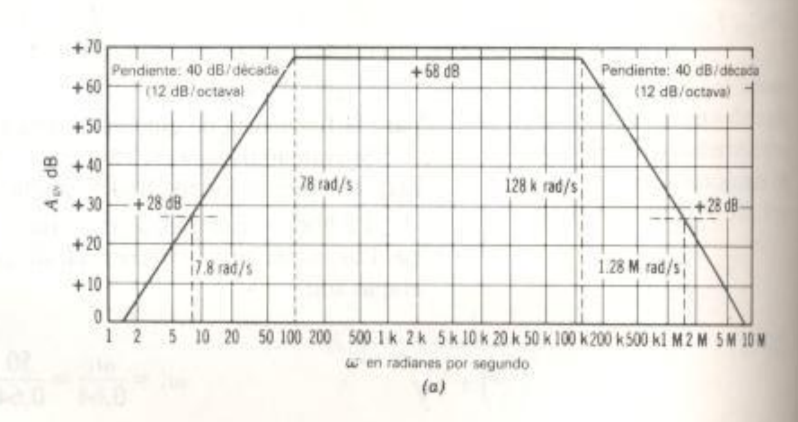
La respuesta en frecuencia de Bode se muestra en la Fig. 15-13*a*. Las frecuencias esquina son 78 rad/s y 128 000 rad/s. La respuesta cae con una rapidez de 40 dB/década (12 dB/octava) para el amplificador de dos etapas. Estos 40 dB/década (12 dB/octava) resultan de los 20 dB/década (6 dB/octava) de caída de cada una de las etapas.

Debemos darnos cuenta que la Tabla 15-5 *no* se aplica al ángulo de fase. En f_1 y en f_2 el ángulo de fase para cada etapa es 45°. Al poner en cascada las dos etapas significa que en f_1 y en f_2 los ángulos ahora son de 90°. Para un circuito de tres etapas, los ángulos en f_1 y en f_2 serían de 135°, etc.

En el diagrama de fase (Fig. 15-13*b*) los ángulos son aditivos.

Punto	A	$(+90°) + (+90°) = +180°$	en	$0.1\,\omega_1$ (5 rad/s)
Punto	B	$(+45°) + (+45°) = +90°$	en	ω_1 (50 rad/s)
Punto	C	$0°$	en	$10\,\omega_1$ (500 rad/s)
Punto	D	$0°$	en	$0.1\,\omega_2$ (2×10^4 rad/s)
Punto	E	$(-45°) + (-45°) = -90°$	en	ω_2 (2×10^5 rad/s)
Punto	F	$(-90°) + (-90°) = -180°$	en	$10\,\omega_2$ (2×10^6 rad/s)

Pendiente: 40 dB/década
(12 dB/octava)



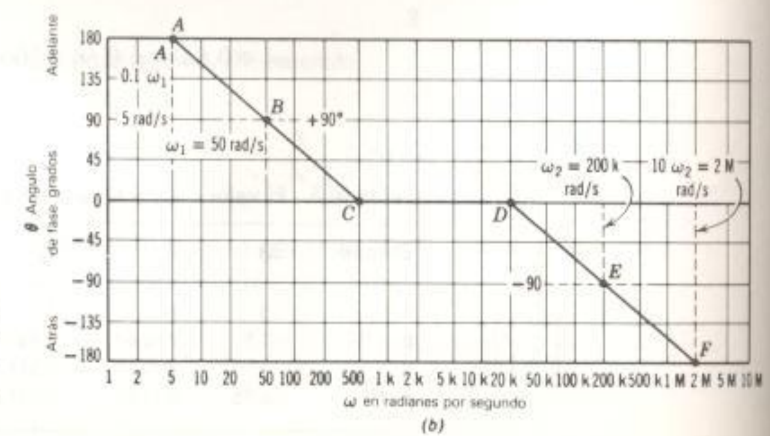


Fig. 15-13 Diagramas de Bode para el circuito amplificador de dos etapas mostrado en la Fig. 15-11. (*a*) Diagrama de ganancia. (*b*) Diagrama de fase.

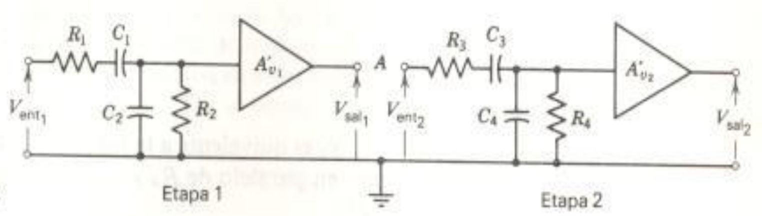
Estos puntos se unen con líneas rectas, como antes, para completar el diagrama de fase.

Problemas Para cada problema determine:

1. Los diagramas de Bode de ganancia y fase para la Etapa 1.
2. Los diagramas de Bode de ganancia y fase para la Etapa 2.
3. Los diagramas de Bode totales de ganancia y fase cuando la Etapa 1 se conecta a la Etapa 2 en A.

15-6.1 $R_1 = R_3 = 2\ \text{k}\Omega$. $R_2 = R_4 = 4.7\ \text{k}\Omega$. $C_1 = C_3 = 0.5\ \mu\text{F}$. $C_2 = C_4 = 2500\ \text{pF}$. $A_{v_1} = A'_{v_2} = 40$.

15-6.2 $R_1 = R_3 = 10\ \text{k}\Omega$. $R_2 = R_4 = 22\ \text{k}\Omega$. $C_1 = C_3 = 0.10\ \mu\text{F}$. $C_2 = C_4 = 500\ \text{pF}$. $A'_{v_2} = 30$.



Circuito para los Probs. 15-6.1 y 15-6.2

Sección 15-7 Las capacitancias del semiconductor

La red de acoplamiento pasiva para la cual obtuvimos los diagramas de Bode al principio de este capítulo, se muestra en la Fig. 15-14*a*. La red de acoplamiento entre dos transistores $Q1$ y $Q2$, se muestra en la Fig. 15-14*b*. En esta sección consideraremos solamente un amplificador de

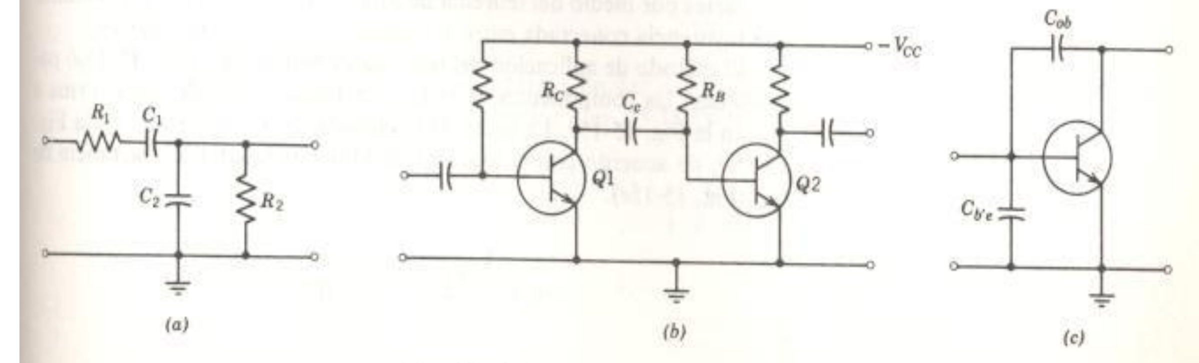


Fig. 15-14 Las capacitancias de un transistor. (*a*) Red de acoplamiento. (*b*) Circuito amplificador de transistores. (*c*) Capacitancia interna de un transistor.

una etapa en conexión de emisor común. Debemos mostrar cómo cambiar las componentes del circuito de transistores en los elementos de circuito de la red de acoplamiento.

Es obvio que el capacitor de acoplamiento C_C utilizado para conectar $Q1$ y $Q2$ es idéntico a C_1 en la red de acoplamiento.

$$C_1 = C_C \tag{15-20a}$$

Luego, R_1 es la resistencia de carga R_C en el colector del transistor.

$$R_1 = R_C \tag{15-20b}$$

La Ec. 15-20*b* supone que R_C es mucho menor que la resistencia de salida de ca del $Q1$. Si $Q1$ es un FET, la carga en el circuito del drenador es R_D. Puesto que el valor de r_d es a menudo muy pequeño, debemos utilizar la combinación en paralelo de R_D y r_d para R_1.

$$R_1 = \frac{R_D r_d}{R_D + r_d} \tag{15-21}$$

R_2 es quivalente a la resistencia de entrada r'_{ent}, la cual es la combinación en paralelo de R_B y r_{ent}. r_{ent} puede obtenerse de las Ecs. 7-7, 7-13 o 7-25.

$$R_2 = r'_{ent} = \frac{R_B r_{ent}}{R_B + r_{ent}} \tag{15-22}$$

Un transistor tiene *capacitancias interelectródicas* internas $C_{b'e}$ y C_{ob}. $C_{b'e}$ es la capacitancia existente entre la base y el emisor del transistor. C_{ob} es la capacitancia existente entre la base y el colector del transistor. Para conveniencia del análisis, mostramos a $C_{b'e}$ y C_{ob} como capacitores externos al transistor en la Fig. 15-14*c*. Debemos romper C_{ob} en dos partes por medio del teorema de Miller en la forma en que dividimos una resistencia conectada entre el colector y la base en dos partes.

El método de aplicación del teorema de Miller a R_B (Fig. 15-15*a*) para obtener las componentes de la Fig. 15-15*b* se aplica de igual forma a $X_{C_{ob}}$ en la Fig. 15-15*c*. La parte de la entrada de $X_{C_{ob}}$ mostrada en la Fig. 15-15*d*, de acuerdo con el teorema de Miller es igual a la reactancia de C'_{ent} (Fig. 15-15*e*).

$$\frac{X_{C_{ob}}}{1 + A_v} = \frac{1}{2\pi f C'_{ent}}$$

o

$$\frac{1}{2\pi f C_{ob}(1 + A_v)} = \frac{1}{2\pi f C'_{ent}}$$

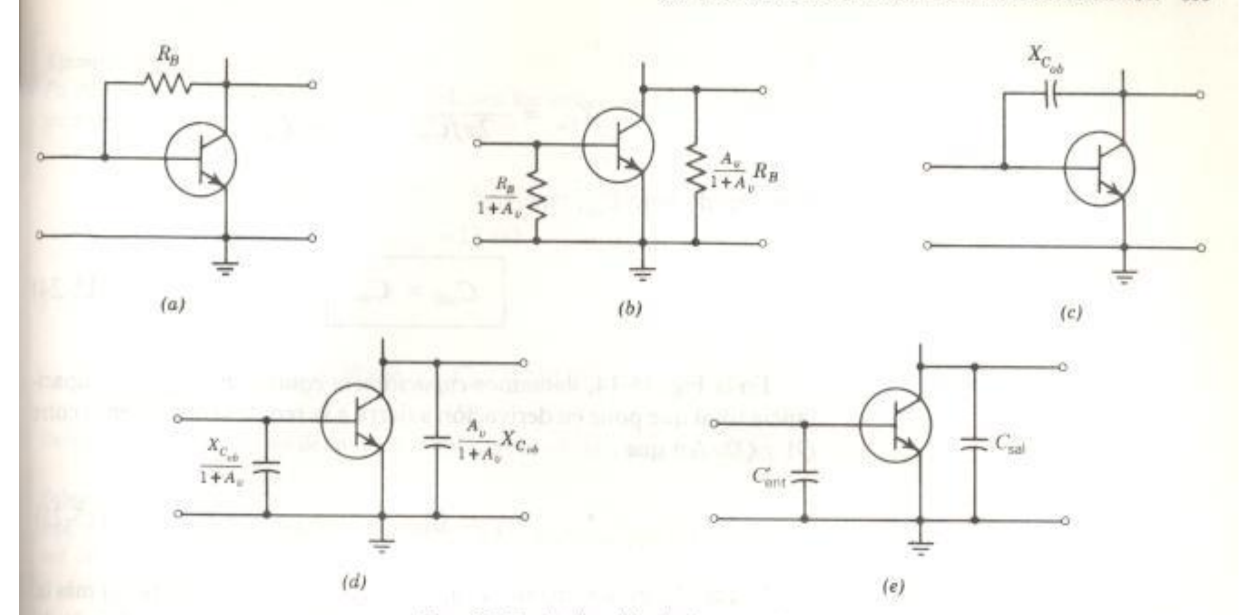


Fig. 15-15 Evaluación de las capacitancias de entrada y de salida de un transistor. (*a*) Resistencia de realimentación del colector a la base R_B. (*b*) Reducción de R_B por el teorema de Miller. (*c*) Reactancia del colector a la base $X_{C_{ob}}$. (*d*) Reducción de $X_{C_{ob}}$ por el teorema de Miller. (*e*) Capacitancias equivalentes de la Fig. 15-15*d*.

Tomando los recíprocos, tenemos

$$2\pi f C_{ob}(1 + A_v) = 2\pi f C'_{ent}$$

Resolviendo para C'_{ent}, encontramos

$$\boxed{C'_{ent} = (1 + A_v)C_{ob}} \qquad (15\text{-}23)$$

En forma similar, las reactancias de los capacitores de la salida son iguales en las Figs. 15-15*d* y 15-15*e*.

$$\frac{A_v}{1 + A_v} X_{C_{ob}} = \frac{1}{2\pi f C_{sal}}$$

Si A_v es grande

$$\frac{A_v}{1 + A_v} \approx 1$$

y

$$X_{C_{ob}} = \frac{1}{2\pi f C_{ob}} = \frac{1}{2\pi f C_{sal}}$$

Resolviendo para C_{sal}, tenemos

$$\boxed{C_{sal} = C_{ob}} \qquad (15\text{-}24)$$

En la Fig. 15-14, llamamos *capacitancia equivalente* C_{ent} a la capacitancia total que pone en derivación a tierra a la red de acoplamiento entre $Q1$ y $Q2$. Así que

$$C_2 = C_{ent} \qquad (15\text{-}25)$$

Por lo que C_{ent} es la suma de la capacitancia de salida de $Q1$ (C_{ob_1}) más la capacitancia de la base al emisor ($C_{b'e_2}$) de $Q2$ más el valor reflejado de la capacitancia del colector a la base de $Q2$ (C'_{ent_2}) dado por el teorema de Miller. Luego

$$\boxed{C_{ent} = C_{ob_1} + C_{b'e_2} + (1 + A_v)C_{ob_2}} \qquad (15\text{-}26)$$

donde A_v es la ganancia de voltaje a través de $Q2$. En realidad se debería de sumar a C_{ent} el pequeño valor de la capacitancia del alambrado.

En un FET, utilizamos C_{gs} por $C_{b'e}$ y C_{dg} por C_{ob}. Los valores de capacitancia de algunos transistores comunes son:

C_{ob} = 200 pF	Amplificador de audio de alta potencia de germanio.
C_{ob} = 40 pF	Amplificador de audio de germanio.
C_{ob} = 7 pF	Para uso de radiodifusión hasta 2 MHz de silicio.
C_{ob} = 2.2 pF	Para uso de radiodifusión de FM hasta 100 MHz de silicio.
C_{ob} = 0.32 pF	Alta frecuencia hasta 250 MHz de silicio.
C_{ob} = 0.55 pF	Alta frecuencia hasta 500 MHz de silicio.

Las capacitancias interelectródicas de los FETs, en especial de los MOSFETS, son muy pequeñas, por lo tanto, esto los hace especialmente adecuados para el trabajo en altas frecuencias. Por ejemplo, en un MOSFET hecho para aplicaciones de propósito general, audio, video y altas frecuencias, la capacitancia de entrada entre la compuerta y la fuente C_{gs} es 7 pF y la capacitancia entre la compuerta y el drenador C_{dg} es 0.30 pF. Este MOSFET se puede utilizar hasta 200 MHz.

Ejemplo 15-4

En el circuito dado en la Fig. 15-14*b*, tenemos los valores de los parámetros siguientes.

$$R_C = 8.2\ \text{k}\Omega \qquad C_C = 2\ \mu\text{F}$$

$$R_B = 470\ \text{k}\Omega \qquad r_{\text{ent}} = 12\ \text{k}\Omega \qquad A_v = 45$$

y para cada transistor

$$C_{ob} = 30\ \text{pF} \qquad C_{b'e} = 250\ \text{pF}$$

Determine las frecuencias de quiebre (esquina) para baja y alta frecuencias.

Solución

Los valores del circuito amplificador deben corresponderse con los valores de la red de acoplamiento (Fig. 15-14*a*).

$$C_1 = C_C = 2\ \mu\text{F} \qquad (15\text{-}20a)$$

$$R_1 = R_C = 8.2\ \text{k}\Omega \qquad (15\text{-}20b)$$

$$R_2 = r'_{\text{ent}} = \frac{R_B r_{\text{ent}}}{R_B + r_{\text{ent}}} = \frac{470\ \text{k}\Omega \times 12\ \text{k}\Omega}{470\ \text{k}\Omega + 12\ \text{k}\Omega} \approx 12\ \text{k}\Omega \qquad (15\text{-}22)$$

$$C'_{\text{ent}} = (1 + A_v)C_{ob} = (1 + 45) \times 30 = 1380\ \text{pF} \qquad (15\text{-}23)$$

$$C_{\text{sal}} = C_{ob} = 30\ \text{pF} \qquad (15\text{-}24)$$

$$C_2 = C_{\text{ent}} = C_{ob_1} + C_{b'e_1} + (1 + A_v)C_{ob_2}$$

$$= 30 + 250 + 1380 = 1660\ \text{pF} \qquad (15\text{-}26)$$

La frecuencia de quiebre para baja frecuencia es

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1}$$

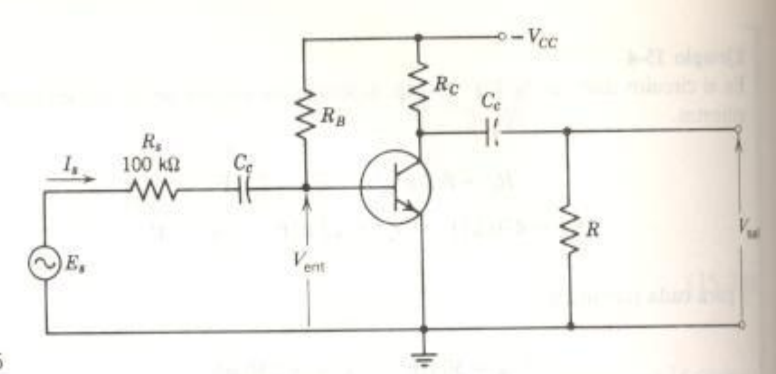
$$= \frac{1}{(8200\ \Omega + 12{,}000\ \Omega) \times (2 \times 10^{-6}\ \text{F})}$$

$$= \mathbf{24.75\ rad/s} \qquad (15\text{-}10)$$

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{24.75}{2\pi} = \mathbf{3.9\ Hz} \qquad (15\text{-}11)$$

Antes que podamos encontrar el punto de quiebre para alta frecuencia, necesitamos evaluar R_{ec}.

$$R_{\text{ec}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{8.2\ \text{k}\Omega \times 12\ \text{k}\Omega}{8.2\ \text{k}\Omega + 12\ \text{k}\Omega} = 4.87\ \text{k}\Omega \qquad (15\text{-}7)$$



Circuito para el Ej. 15-5

Luego

$$\omega_2 = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{R_{cc}C_2} = \frac{1}{(4870\ \Omega) \times (1660 \times 10^{-12}\ \text{F})} = \mathbf{1.24 \times 10^5\ rad/s} \tag{15-16}$$

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1.24 \times 10^5}{2\pi} = = \mathbf{19.7\ kHz} \tag{15-17}$$

Teniendo las frecuencias de quiebre (ω_1 y ω_2 o f_1 y f_2), podemos trazar los diagramas de Bode para el circuito.

Ejemplo 15-5

En el circuito, R_s es muy grande, de tal manera que I_s permanecerá constante aún cuando puedan cambiar las condiciones de entrada al transistor. Se hacen dos pruebas para el amplificador para cada uno de los dos valores de R. La primer prueba se hace a baja frecuencia en la que hay una caída de alta frecuencia insignificante. Se miden E_s, V_{ent} y V_{sal}. Luego, sin cambiar el valor de E_s, aumentamos la frecuencia del generador hasta que V_{ent} cae al 70% de su valor inicial (−3 dB). A esta nueva frecuencia, I_s se divide por igual en r'_{ent} y en C_{ent}. En esta frecuencia r'_{ent} debe ser igual a $X_{C_{ent}}$. *La primer prueba proporciona el valor de* r'_{ent} y la segunda la frecuencia en la cual $X_{C_{ent}}$ iguala a r'_{ent}. Por lo que C_{ent} puede calcularse. Utilizando los resultados del laboratorio dados en la Tabla 15-6, determine los valores de $C_{b'e}$ y C_{ob} para el transistor.

Solución

Puesto que V_{ent} tiene el mismo valor en el paso 1 y en el 3, r'_{ent} tiene el mismo valor numérico durante toda la prueba.

$$r'_{ent} = \frac{V_{ent}}{E_s - V_{ent}} R_s = \frac{0.010\ \text{V}}{1.000\ \text{V} - 0.010\ \text{V}} \times 100{,}000\ \Omega$$

$$= 1000\ \Omega \tag{7-4}$$

Por lo que, del paso 2, r'_{ent} iguala a la reactancia de C_{ent} a 2900 Hz.

Tabla 15-6 Datos de la prueba del circuito del Ej. 15-4

Paso	Carga	Frecuencia (Hz)	E_s (volts)	V_{ent} (mV)	V_{sal} (mV)	A_v
1	A	400	1.0	10	1000	100
2	A	2900	1.0	7.1	710	100
3	B	400	1.0	10	240	24
4	B	4200	1.0	7.1	170	24

$$r'_{ent} = X_{C_{ent}} = \frac{1}{2\pi f C_{ent}}$$

Sustituyendo valores, encontramos

$$1000\ \Omega = \frac{1}{2\pi \times 2900\ \text{Hz} \times C_{ent}}$$

Resolviendo para C_{ent}, tenemos

$$C_{ent} = 5488\ \text{pF}$$

Luego por la Ec. 15-26

$$C_{ent} = C_{b'e} + (1 + A_v)C_{ob} \qquad (15\text{-}26)$$

$$5488 = C_{b'e} + 101C_{ob} \qquad (1)$$

En el paso 4, r'_{ent} iguala a la reactancia de C_{ent} a 4200 Hz.

$$r'_{ent} = X_{C_{ent}} = \frac{1}{2\pi f C_{ent}}$$

Sustituyendo valores, tenemos

$$1000\ \Omega = \frac{1}{2\pi \times 4200\ \text{Hz} \times C_{ent}}$$

Resolviendo para C_{ent}, tenemos

$$C_{ent} = 3789\ \text{pF}$$

Luego por la Ec. 15-26

$$C_{ent} = C_{b'e} + (1 + A_v)C_{ob} \qquad (15\text{-}26)$$

$$3789 = C_{b'e} + 25C_{ob} \qquad (2)$$

Si resolvemos (1) y (2) simultáneamente, encontramos

$$C_{ob} = 22.4 \text{ pF}$$
$$C_{b'e} = 3230 \text{ pF}$$

El valor de C_{ob} se da en las hojas de especificaciones para un transistor; el valor de $C_{b'e}$ no se da. Sin embargo, se proporciona un valor para f_{α}, la *frecuencia de corte-alfa*. A esta frecuencia, la reactancia de $C_{b'e}$ es igual a r_e'. Sin embargo, r_e' depende del valor de la corriente de cd en el emisor I_E. Así que es necesario realizar el análisis de cd en el circuito real para determinar I_E. Luego r_e' puede encontrarse de

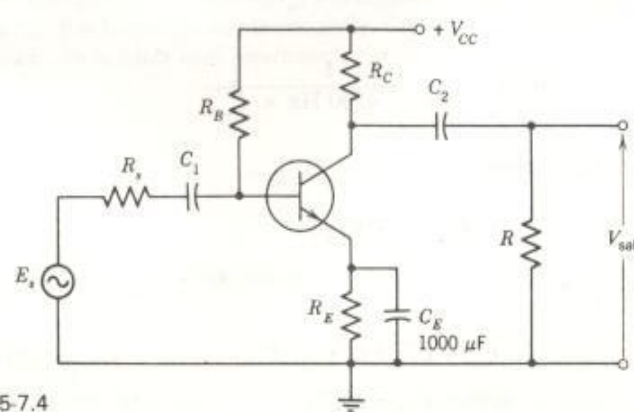
$$\frac{25 \text{ mV}}{I_E} \leq r_e' \leq \frac{50 \text{ mV}}{I_E} \tag{7-5}$$

y utilizando f_{α}, podemos calcular $C_{b'e}$ para la condición particular de polarización del circuito del transistor.

Problemas

15-7.1 Si R_s es de 9 kΩ, R_B de 600 kΩ, R_C de 3000 Ω y R de 2400 Ω. Además, r_e' es de 10 Ω y β es 100. Determine la ganancia en la banda intermedia. Encuentre C_1 y C_2 para establecer f_1 a 60 Hz para ambos circuitos, el de entrada y el de salida. ¿Cuál es la magnitud de la ganancia y del ángulo de fase en f_1?

15-7.2 Si R_s es de 10 kΩ, R_C de 4.7 kΩ, R_E de 1500 Ω, y R es de 3600 Ω, V_{CC} es de + 10 V y β de 80. R_B es de 510 kΩ y r_e' es de 40 Ω. Se seleccionan C_1 y C_2 para dar un valor de f_1 en 100 Hz para cada circuito. ¿Cuál es la ganancia en la banda intermedia? ¿Cuál es la ganancia y el corrimiento de fase a 100 Hz y a 10 Hz?



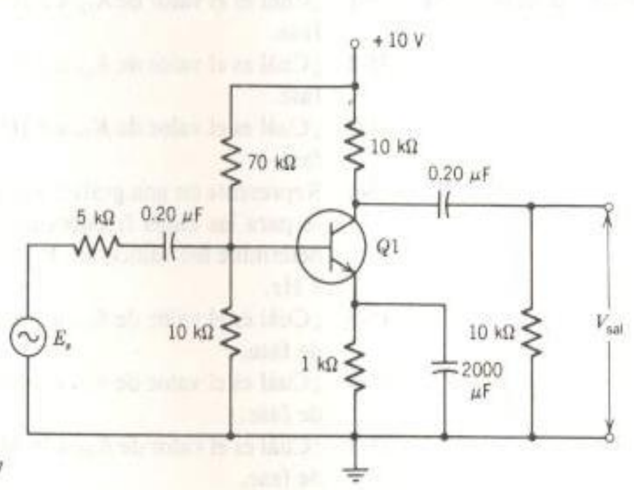
Circuito para los Probs. del 15-7.1 al 15-7.4

15-7.3 Utilice los datos del Prob. 15-7.1. Si el valor de C_{ent} es 700 pF y C_{sal} es 30 pF. Encuentre ω_2 para el circuito de entrada al transistor y encuentre ω_2 para el circuito de salida del mismo. ¿Cuál es la ganancia total del circuito a 200 kHz y a 2 MHz?

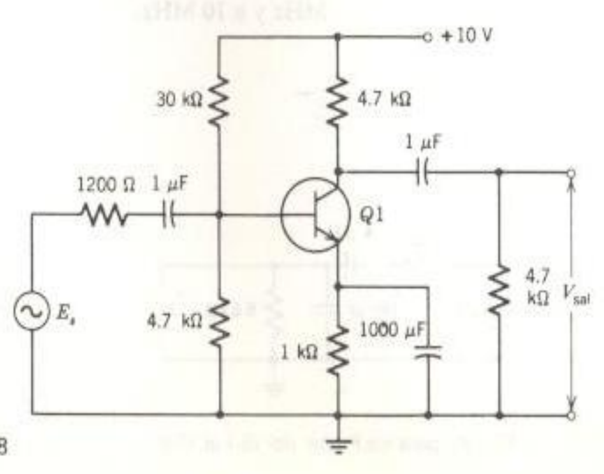
15-7.4 Utilice los datos del Prob. 15-7.2. Si el valor de C_{ent} es 1000 pF, y C_{sal} es 30 pF. Encuentre ω_2 para el circuito de entrada al transistor, así como ω_2 para el circuito de salida. Determine la ganancia total a 200 kHz.

15-7.5 Los datos para el transistor $Q1$ de silicio son

$$\beta = 100 \qquad r'_e = 50\,\Omega \qquad C_{ob} = 20\text{ pF} \quad \text{y} \quad C_{b'e} = 200\text{ pF}$$



Circuito para los Probs. 15-7.5 y 15-7.7



Circuito para los Probs. 15-7.6 y 15-7.8

a. Determine la ganancia en la banda intermedia.
b. Determine el punto de quiebre en alta frecuencia, f_2.
c. Determine la ganancia del circuito a 70 kHz y a 100 kHz.

15-7.6 Los datos para el transistor $Q1$ de germanio son

$$\beta = 75 \qquad r'_e = 35\ \Omega \qquad C_{ob} = 30\ \text{pF} \qquad \text{y} \qquad C_{b'e} = 1000\ \text{pF}$$

a. Determine la ganancia en frecuencia intermedia.
b. Determine el punto de quiebre en alta frecuencia, f_2.
c. Encuentre la ganancia del circuito a 80 kHz y a 200 kHz.

15-7.7 Encuentre f_α para el transistor utilizado en el Prob. 15-7.5.

15-7.8 Encuentre f_α para el transistor utilizado en el Prob. 15-7.6.

Problemas adicionales

15-1 ¿Cuál es el valor de K_{LF} a 2 Hz? Determine V_{sal} y el corrimiento de fase.

15-2 ¿Cuál es el valor de K_{LF} a 5 Hz? Determine V_{sal} y el corrimiento de fase.

15-3 ¿Cuál es el valor de K_{LF} a 8 Hz? Determine V_{sal} y el corrimiento de fase.

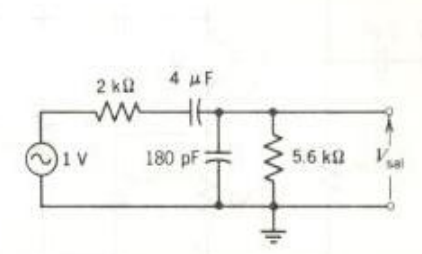
15-4 Represente en una gráfica los diagramas de Bode de ganancia y fase para las bajas frecuencias. Utilizando los diagramas de Bode, determine los valores de V_{sal} y del ángulo de fase a 2 Hz, 5 Hz y a 8 Hz.

15-5 ¿Cuál es el valor de K_{HF} a 1 MHz? Determine V_{sal} y el corrimiento de fase.

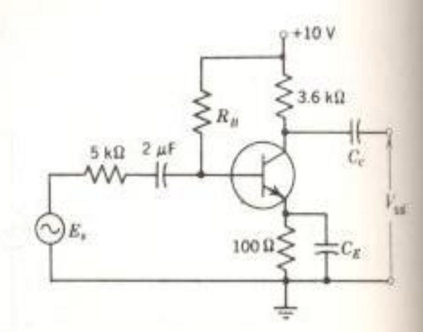
15-6 ¿Cuál es el valor de K_{HF} a 2 MHz? Determine V_{sal} y el corrimiento de fase.

15-7 ¿Cuál es el valor de K_{HF} a 10 MHz? Determine V_{sal} y el corrimiento de fase.

15-8 Represente en una gráfica los diagramas de Bode de ganancia y fase para las altas frecuencias. Utilizando los diagramas de Bode, determine los valores de V_{sal} y del ángulo de fase a 1 MHz, a 2 MHz y a 10 MHz.



Circuito para los Probs. del 15-1 al 15-8



Circuito para los Probs. 15-9 y 15-10

15-9 El transistor tiene los siguientes parámetros, 50 pF para C_{ob}, 300 pF para $C_{b'e}$, 50 Ω para r_e' y 50 para β. Determine la capacitancia de entrada al transistor. Determine f_1 y f_2. Dibuje los diagramas de Bode para ganancia y fase.

15-10 Repita el Prob. 15-9 si se quita C_E del circuito.

16 Realimentación

Se introduce el tema de la realimentación por medio del desarrollo de la ecuación fundamental de la realimentación (Sec. 16-1). Se examinan las propiedades básicas de la realimentación positiva (Sec. 16-2) así como de la realimentación negativa (Sec. 16-3). La realimentación negativa puede clasificarse en cuatro formas básicas: realimentación de voltaje con entrada en serie, realimentación de voltaje con entrada en paralelo, realimentación de corriente con entrada en serie, y realimentación de corriente con entrada en paralelo (Sec. 16-4). El valor de la realimentación β_f en términos de las componentes del circuito se determina para la realimentación de voltaje por medio de la regla del divisor de voltaje y para la realimentación de corriente, se determina por la razón de los valores de dos resistencias (Sec. 16-5). Se da un ejemplo para el cálculo del circuito para cada una de las cuatro formas básicas de la realimentación.

Realimentación de voltaje; entrada en serie (Sec. 16-6).
Realimentación de voltaje; entrada en paralelo (Sec. 16-7).
Realimentación de corriente; entrada en serie (Sec. 16-8).
Realimentación de corriente; entrada en paralelo (Sec. 16-9).

Sección 16-1 La ecuación fundamental de la realimentación

Para un amplificador común (Fig. 16-1) la ganancia de voltaje es el voltaje de salida dividido entre el voltaje de la señal de entrada. La señal V_{ent} se amplifica por el factor A_v para dar un valor V_{sal} de voltaje de salida. La ganancia A_v se llama con frecuencia *la ganancia de malla abierta*. Si a este amplificador se le añade un lazo de realimentación (Fig. 16-2); una parte fraccionaria β_f del voltaje de salida es realimentado a la entrada en el *punto de suma*. La señal total de entrada es la señal original más el voltaje de realimentación. El amplificador, amplifica esta señal total por el mismo factor A_v que en la Fig. 16-1, produciendo el voltaje de salida V'_{sal}. La señal V_{ent} es la misma en cada caso, pero los voltajes de salida V_{sal} y V'_{sal} son diferentes. El término β_f es la *realimentación*. Este se utiliza como un valor decimal en las ecuaciones, pero en una discusión β_f se considera como un porcentaje. Por ejemplo, el 15% de realimentación es 0.15 cuando se utiliza en cálculos.

El voltaje alimentado de la salida hacia atrás, a la entrada, es $\beta_f V'_{sal}$. El voltaje total de entrada al amplificador es $V_{ent} + \beta_f V'_{sal}$. Puesto que el

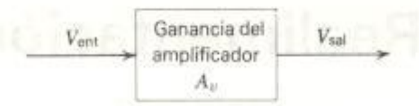


Fig. 16-1 Diagrama de bloques del amplificador sin realimentación.

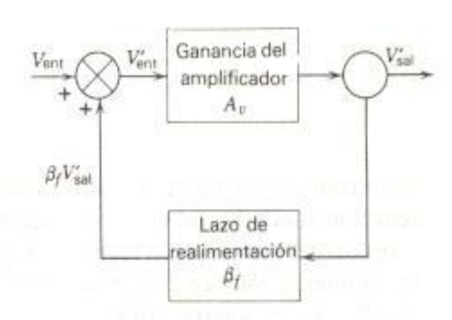


Fig. 16-2 Diagrama de bloques del amplificador con realimentación.

voltaje de entrada multiplicado por la ganancia es el voltaje de salida, podemos escribir

$$(V_{ent} + \beta_f V'_{sal})A_v = V'_{sal}$$

Expandiendo da

$$V_{ent}A_v + \beta_f A_v V'_{sal} = V'_{sal}$$

Rearreglando, tenemos

$$V_{ent}A_v = V'_{sal} - \beta_f A_v V'_{sal} = V'_{sal}(1 - \beta_f A_v)$$

Así que

$$\frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{V'_{sal}}{V_{ent}}$$

Pero V'_{sal}/V_{ent} *es la ganancia del circuito con realimentación*. Llamando a esta ganancia A'_v, tenemos

$$\boxed{A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v}} \qquad (16\text{-}1)$$

donde A_v es la ganancia del amplificador sin realimentación, β_f es la realimentación, y A'_v es la ganancia del amplificador con realimentación. El

término $\beta_f A_v$ se define como el *factor de realimentación*. La *ganancia de lazo* es $(1 - \beta_f A_v)$. A la ganancia A_v' también se le denomina *ganancia de malla cerrada*.

Un examen de la Fig. 16-1 nos muestra que

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \tag{16-2a}$$

y observando, la Fig. 16-2 nos muestra que

$$A_v = \frac{V'_{sal}}{V'_{ent}} \tag{16-2b}$$

La ganancia con realimentación A_v' se define, de la Fig. 16-2 como

$$A_v' = \frac{V'_{sal}}{V_{ent}} \tag{16-2c}$$

Sección 16-2 Realimentación positiva

En el análisis del diagrama de bloques, utilizamos $(V_{ent} + \beta_f V'_{sal})$ como el voltaje total de entrada. A propósito no se hizo referencia al signo algebraico de β_f. Si β_f se toma como un número positivo, el voltaje de realimentación está en fase con la señal de entrada y se suma a ella. Esta condición del circuito se llama *realimentación positiva*.

Puede obtenerse un entendimiento de la realimentación positiva a partir de un ejemplo numérico simple. Supongamos que un amplificador tiene una ganancia sin realimentación de 10 y sustituyamos varios valores (Tabla 16-1) de realimentación positiva en la ecuación general

$$A_v' = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{10}{1 - 10\beta_f}$$

La conclusión inmediata que puede obtenerse de los resultados de esta tabla es que la realimentación positiva aumenta la ganancia de un amplificador. Por esta razón, la realimentación positiva es llamada con frecuencia *realimentación regenerativa*. Mostraremos en la siguiente sección de este capítulo que la realimentación positiva incrementa la distorsión contenida en la salida de un amplificador. Por lo que debe valorarse cuidadosamente la ventaja del aumento en la ganancia contra la desventaja del aumento en el nivel de distorsión. Como resultado, no le encontramos uso a la retroalimentación positiva en el diseño de un amplificador.

Cuando el factor de realimentación $\beta_f A_v$ se aproxima a la unidad, notamos de la Tabla 16-1 que la ganancia se hace infinita. Matemáticamente la ecuación muestra que la ganancia es infinita, pero eléctricamente esto no sucede. Lo que pasa es que el circuito *oscila*. Puesto que la ga-

Tabla 16-1 Realimentación positiva

β_f (Realimentación)	$\beta_f A_v$ (Factor de realimentación)	$1 - \beta_f A_v$ (Ganancia de lazo)	A_v' (Ganancia de malla cerrada)
0	0	1	10
2%	0.20	0.80	12.5
4%	0.40	0.60	16.7
6%	0.60	0.40	25
8%	0.80	0.20	50
9%	0.90	0.10	100
9.9%	0.99	0.01	1000
9.99%	0.999	0.001	10,000
9.999%	0.9999	0.0001	100,000
10%	1.00	0	∞

nancia es infinita, el oscilador alimenta su propia señal para autosostener su operación. Ahora podemos establecer condiciones muy importantes y necesarias que deben existir para que un circuito oscile.

1. La realimentación debe ser positiva.
2. El factor de realimentación debe ser +1.

En forma alternativa, estas condiciones pueden expresarse en esta forma.

> *Para tener un oscilador, la realimentación debe ser positiva y suficiente para mantener la oscilación.*

Problemas Utilizando realimentación positiva y el diagrama de bloques, complete la tabla.

Problema	V_{ent}	A_v	β_f	$(1 - \beta_f A_v)$	$\beta_f V_{sal}'$	V_{ent}'	V_{sal}'
16-2.1	20 mV	20	2%				
16-2.2	20 mV	50					3 V
16-2.3		15	4%				10 V
16-2.4	20 mV	100	2%				
16-2.5	1 V	100		0.80			

Sección 16-3 Realimentación negativa

Con realimentación negativa, el voltaje $\beta_f A_{sal}'$ que se alimenta de la salida de regreso a la entrada está 180° fuera de fase con la entrada. El signo algebraico de β_f para realimentación negativa es menos cuando se usa en las ecuaciones de realimentación. Para ilustrar la realimentación negati-

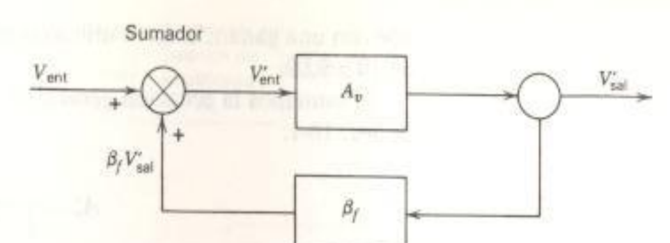


Diagrama de bloques para los Probs. del 16-2.1 al 16-2.5

va, consideremos su efecto en el amplificador utilizado para ilustrar la realimentación positiva en la Sec. 16-2. El amplificador sin realimentación tiene una ganancia de 10, y sustituyendo el signo menos para β_f en la ecuación de realimentación, tenemos

$$A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{10}{1 + 10\beta_f}$$

Los resultados de la Tabla 16-2 muestran que la realimentación negativa reduce la ganancia total del amplificador. Puesto que la realimentación negativa reduce la ganancia, se le llama con frecuencia *realimentación degenerativa*.

Determinemos el efecto del 1% de realimentación negativa en un amplificador que tiene una ganancia sin realimentación de 400.

$$A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{400}{1 + 0.01 \times 400} = \frac{400}{1 + 4} = \frac{400}{5} = 80 \quad (16\text{-}1)$$

Una realimentación negativa del 1% en este amplificador, reduce la ganancia en un factor de cinco. Una realimentación del 1% en el amplifica-

Tabla 16-2 Realimentación negativa

β_f (Realimentación)	$\beta_f A_v$ (Factor de realimentación)	$1 - \beta_f A_v$ (Ganancia de lazo)	A'_v (Ganancia de malla cerrada)
0	0	1	10
−1%	−0.10	1.10	9.09
−2%	−0.20	1.20	8.32
−10%	−1.00	2.00	5.00
−30%	−3.00	4.00	2.50
−40%	−4.00	5.00	2.00
−70%	−7.00	8.00	1.25
−100%	−10.00	11.00	0.909

dor con una ganancia de 10 utilizado en la Tabla 16-2 reduce la ganancia de 10 a 9.09.

Si tomamos la ecuación general de la realimentación desarrollada en la Sec. 16-1.

$$A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} \qquad (16\text{-}1)$$

y dividimos cada término, en el numerador y en el denominador, entre A_v, encontramos que

$$A'_v = \frac{A_v/A_v}{1/A_v - \beta_f A_v/A_v} = \frac{1}{1/A_v - \beta_f}$$

Cuando el valor de la realimentación β_f es grande comparado con $1/A_v$ (es decir, cuando se usa realimentación negativa fuerte en un amplificador de alta ganancia), el término $1/A_v$ puede ignorarse, y

$$\boxed{A'_v = -\frac{1}{\beta_f}} \qquad (16\text{-}3)$$

Unicamente consideramos realimentación negativa en esta expresión porque hemos demostrado que la realimentación positiva causaría que este circuito oscilara. Cuando se aplica un lazo de realimentación negativa del 10% a un amplificador con una ganancia de 4000, la ganancia con realimentación es de 1/0.1 o 10. Este valor de la ganancia es independiente de las variaciones del transistor o del FET, cambios de las componentes (excepto de la malla de realimentación), y variaciones en la fuente de alimentación. La ganancia total con realimentación se determina por la red de realimentación sola, siempre que la realimentación no dependa de los parámetros del transistor o del FET. Este concepto es muy importante en un circuito utilizado como *amplificador de décadas* en servoamplificadores, en computadoras, y en multiplicadores de instrumentos.

Distorsión En la Fig. 16-3 se amplifica una señal por el factor A_v. Al mismo tiempo, el amplificador crea una distorsión D en la salida. Con un lazo de realimentación (Fig. 16-4), no sólo se realimenta la salida a la entrada, sino que también se realimenta la distorsión. La distorsión total en la salida D' debe contener no sólo el valor amplificado $\beta_f D'$ sino también la distorsión original de V_{ent} que se produce por el amplificador. La señal de entrada se arregla de tal forma que V_{sal} es igual a V'_{sal}.
Por lo que

$$D' = D + (\beta_f D')A_v$$

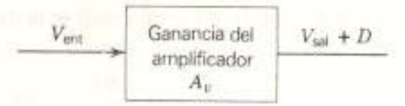


Fig. 16-3 Diagrama de bloques del amplificador con distorsión.

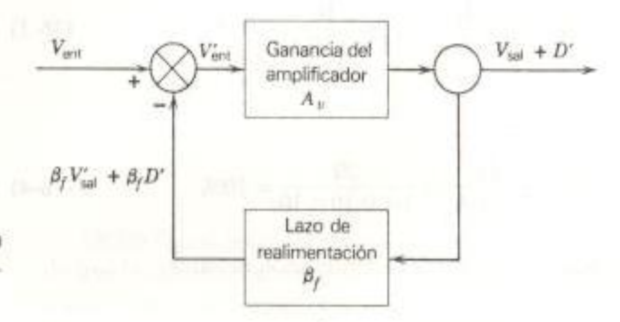


Fig. 16-4 Diagrama de bloques de un amplificador con realimentación y distorsión.

Reordenando

$$D' - \beta_f A_v D' = D$$

Luego

$$(1 - \beta_f A_v)D' = D$$

o

$$\boxed{D' = \frac{D}{1 - \beta_f A_v}} \qquad (16\text{-}4)$$

Cuando la realimentación es positiva, la distorsión con realimentación se hace mayor que la distorsión sin realimentación. Cuando la realimentación es negativa, D' es menor que D. En otras palabras, la realimentación regenerativa, aumenta la distorsión, mientras que la realimentación degenerativa la reduce. La realimentación negativa reduce la distorsión por la cantidad de la ganancia de lazo.

Ejemplo 16-1

Un amplificador está integrado por dos etapas. Cada etapa tiene una ganancia de 10 y una distorsión inherente del 20%. La primer etapa tiene una realimentación negativa del 10% y está conectada en cascada con una segunda etapa, la cual tiene

una realimentación negativa del 40%. ¿Cuál es la ganancia total y cuál es la distorsión total?

Solución

Para la etapa con el 10% de realimentación negativa

$$A'_{v_1} = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{10}{1 + 0.10 \times 10} = 5 \qquad \textbf{(16-1)}$$

y

$$D'_1 = \frac{D}{1 - \beta_f A_v} = \frac{20}{1 + 0.10 \times 10} = 10\% \qquad \textbf{(16-4)}$$

y para la segunda etapa con el 40% de realimentación negativa

$$A'_{v_2} = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{10}{1 + 0.40 \times 10} = 2 \qquad \textbf{(16-1)}$$

y

$$D'_2 = \frac{D}{1 - \beta_f A_v} = \frac{20}{1 + 0.40 \times 10} = 4\% \qquad \textbf{(16-4)}$$

Cuando las dos etapas se conectan en cascada, la ganancia total es

$$A'_v = A'_{v_1} \times A'_{v_2} = 5 \times 2 = \mathbf{10}$$

y utilizando decimales, la distorsión total es

$$D' = (1 + D'_1)(1 + D'_2) - 1 = 1.10 \times 1.04 - 1 = 0.144 \text{ or } \mathbf{14.4\%}$$

Ejemplo 16-2

Las dos etapas del amplificador del último ejemplo están conectadas en cascada. Se utiliza una realimentación negativa total del 9%. Determine la ganancia y la distorsión totales.

Solución

La ganancia total sin realimentación es

$$A_v = A_{v_1} \times A_{v_2} = 10 \times 10 = 100$$

y la distorsión total es

$$D = (1 + D_1)(1 + D_2) - 1 = 1.20 \times 1.20 - 1 = 0.44 \text{ or } 44\%$$

Ahora, con realimentación negativa

$$A_v' = \frac{A_v}{1-\beta_f A_v} = \frac{100}{1+0.09\times 100} = \mathbf{10} \qquad (16\text{-}1)$$

y

$$D' = \frac{D}{1-\beta_f A_v} = \frac{44}{1+0.09\times 100} = \mathbf{4.4\%} \qquad (16\text{-}4)$$

De los cálculos desarrollados en estos dos ejemplos, hemos demostrado que la realimentación aplicada a más de una etapa, en vez de aplicarse a cada etapa individual, produce la misma ganancia pero asimismo, produce un valor mucho menor de distorsión. Es una práctica común utilizar un menor porcentaje de realimentación en una sola malla sobre varias etapas que utilizar un porcentaje mayor en cada etapa.

Respuesta en frecuencia

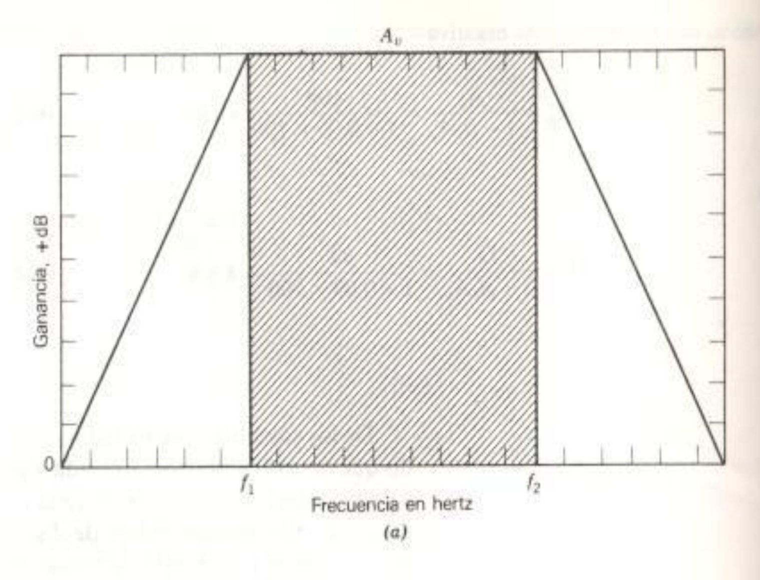
En la Fig. 16-5*a* se muestra el diagrama de Bode de ganancia para un amplificador de una sola etapa sin realimentación. En las frecuencias de quiebre o de esquina f_1 y f_2, la ganancia real es 3 dB abajo de la ganancia en la banda intermedia A_v. *Definimos BW, el ancho de banda sin realimentación*, como la separación entre las frecuencias de 3 dB f_1 y f_2.

$$\boxed{BW \equiv f_2 - f_1} \qquad (16\text{-}5)$$

Cuando utilizamos realimentación negativa en este amplificador, la ganancia se reduce por la cantidad de la ganancia de lazo a A_v' como se muestra en la Fig. 16-5*b*. Ahora, debido a la realimentación negativa, las frecuencias de 3 dB o de quiebre se cambian a f_1' y f_2'. Así que BW', *el ancho de banda con realimentación negativa* es la separación entre f_1' y f_2'.

$$\boxed{BW' = f_2' - f_1'} \qquad (16\text{-}6)$$

Suponga que la ganancia en la banda intermedia del amplificador se reduce 6 dB a partir de A_v, como consecuencia de la realimentación negativa hasta A_v'. De las reglas que hemos desarrollado en el último capítulo, un cambio de 6 dB en la ganancia a lo largo de la pendiente de la caída representa un cambio en frecuencia de 2/1 o de 1/2.



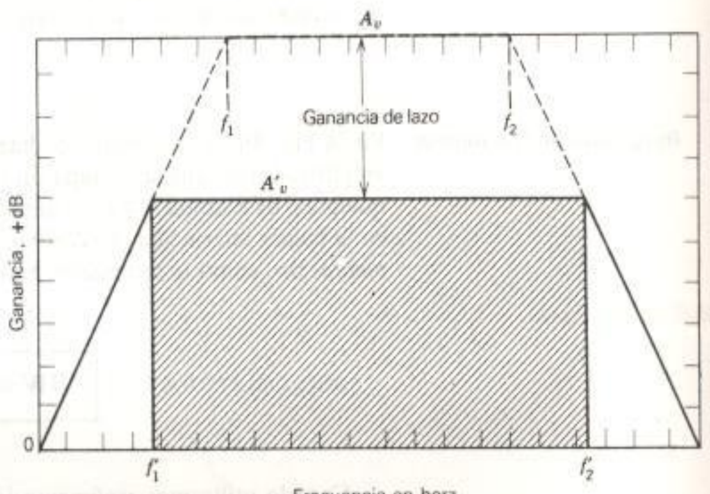


Fig. 16-5 Efecto de la realimentación en la respuesta a la frecuencia. (*a*) Sin realimentación. (*b*) Con realimentación.

Así que

$$f'_1 = \tfrac{1}{2}f_1 \tag{16-7}$$

$$f'_2 = 2f_2 \tag{16-8}$$

Una reducción de 6 dB en la ganancia de la banda intermedia significa que ésta se recorta a la mitad.

$$A'_v = \tfrac{1}{2}A_v \tag{16-9}$$

Ahora vamos a formar los productos *ganancia-ancho de banda*, $A_v \times BW$ y $A_v' \times BW'$ e igualarlos

$$A_v \times BW = A_v' \times BW' \tag{16-10}$$

o

$$A_v \times (f_2 - f_1) = A_v' \times (f_2' - f_1') \tag{16-11}$$

En las cuales A_v y A_v' no están en dB sino que son cocientes de voltaje.

Para trabajar con números, suponga que

$$A_v = 100 \qquad f_1 = 100\text{ Hz} \quad \text{y} \quad f_2 = 20\text{ kHz}$$

Cuando la ganancia de lazo de la realimentación negativa es 6 dB,

$$A_v' = 50 \qquad f_1' = 50\text{ Hz} \quad \text{y} \quad f_2' = 40\text{ kHz}$$

Así, si reducimos la ganancia por 2 (6 dB), disminuimos f_1 por 2 e incrementamos f_2 por 2.

Sustituyendo en la Ec. 16-11, tenemos

$$A_v \times (f_2 - f_1) = A_v' \times (f_2' - f_1') \tag{16-11}$$

$$100 \times (20{,}000 - 100) = 50 \times (40{,}000 - 50)$$

$$1.99 \times 10^6 = 1.9975 \times 10^6$$

La diferencia entre estos dos productos de ganancia-ancho de banda es menos que 0.4 o el 1%.

Ahora repitamos los cálculos si la cantidad de realimentación negativa se incrementa a una ganancia de lazo de 20 dB. De la definición del decibel ($20 \log_{10} V_2/V_1$), una reducción de 20 dB en la ganancia es $-\log_{10} 1$ o una reducción por un factor de 10 en la ganancia. De las reglas desarrolladas en la consideración de los diagramas de Bode de ganancia, un cambio de 20 dB en la ganancia a lo largo de la pendiente de la caida representa un cambio en frecuencia de una década.

Los valores que utilizamos para el amplificador sin realimentación son

$$A_v = 100 \qquad f_1 = 100\text{ Hz} \quad \text{y} \quad f_2 = 20\text{ kHz}$$

Ahora, con una realimentación negativa de 20 dB, tenemos

$$A_v' = 10 \qquad f_1' = 10\text{ Hz} \quad \text{y} \quad f_2' = 200\text{ kHz}$$

Por lo tanto, si reducimos la ganancia por un factor de 10, reducimos f_1 y aumentamos f_2 también por un factor de 10.

Sustituyendo valores en la Ec. 16-11, tenemos

$$A_v \times (f_2 - f_1) = A_v' \times (f_2' - f_1') \qquad (16\text{-}11)$$

$$100 \times (20{,}000 - 100) = 10 \times (200{,}000 - 10)$$

$$1.99 \times 10^6 = 1.9999 \times 10^6$$

La diferencia entre estos dos productos ganancia-ancho de banda es menor de 0.05 o el 1%.

Si hubiéramos considerado un amplificador de cd o un amplificador operacional (Caps. 17 y 18) que no tienen capacitor de acoplamiento, la respuesta en frecuencia es plana a 0 Hz. Así que f_1 y f_2 con cero cada una y los productos ganancia-ancho de banda para todos los casos de los ejemplos que hemos utilizado habrían sido

$$2 \times 10^6$$

Hemos utilizado estos ejemplos numéricos para mostrar que

> *El producto ganancia-ancho de banda para cualquier amplificador es constante.*

Los productos ganancia-ancho de banda se indican como equivalentes a las áreas de los rectángulos sombreados de la Fig. 16-5. Una derivación formal de este resultado requiere un método algebraico complejo que no contribuye a la comprensión del concepto del producto ganancia-ancho de banda.

Para obtener A_v' de A_v para realimentación negativa, dividimos A_v entre la ganancia de lazo $(1 - \beta_f A_v)$. Refiriéndonos, nuevamente, a los ejemplos numéricos, si reducimos la ganancia por $(1 - \beta_f A_v)$, disminuimos f_1 por la misma cantidad.

$$f_1' = \frac{f_1}{(1 - \beta_f A_v)} \qquad (16\text{-}12)$$

y aumentamos f_2 por esta misma cantidad.

$$f_2' = (1 - \beta_f A_v) f_2 \qquad (16\text{-}13)$$

Ejemplo 16-3
Un amplificador tiene una ganancia de 40 y un punto de quiebre de alta frecuencia de 8 kHz. Determine la ganancia y la frecuencia de quiebre cuando se utiliza el 5% de realimentación negativa.

Solución
La ganancia del amplificador con realimentacińn en frecuencias intermedias es

$$A_v' = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{40}{1 + 0.05 \times 40} = \mathbf{13.3} \qquad (16\text{-}1)$$

El nuevo punto de quiebre de 3 dB en alta frecuencia es

$$f_2' = f_2(1 - \beta_f A_v) = 8(1 + 0.05 \times 40) = \mathbf{24\ kHz} \qquad (16\text{-}13)$$

Estabilidad La ganancia de un circuito con realimentación es

$$A_v' = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} \qquad (16\text{-}1)$$

Si no se cambia el porcentaje de realimentación y si la ganancia de malla abierta cambia de A_v a $A_v + \Delta A_v$, la ganancia del circuito con realimentación se convierte en

$$A_v'' = \frac{A_v + \Delta A_v}{1 - \beta_f(A_v + \Delta A_v)} \qquad (16\text{-}14a)$$

El cambio porcentual en la ganancia con realimentación causado por el cambio en A_v es

$$\frac{A_v'' - A_v'}{A_v'} \times 100\% \qquad (16\text{-}14b)$$

Ejemplo 16-4
La ganancia de malla abierta de un amplificador con el 10% de realimentación negativa es 30. Si la ganancia de malla abierta se incrementa en un 10%, ¿cuál es el cambio porcentual en la ganancia con realimentación?
Para un incremento del 10% en la ganancia de malla abierta, $\Delta A_v = 0.1\, A_v = 0.1 \times 30 = 3$.

Solución
Tenemos

$$A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{30}{1 + 0.10 \times 30} = \frac{30}{4} = 7.50 \qquad (16\text{-}1)$$

y

$$A''_v = \frac{A_v + \Delta A_v}{1 - \beta_f (A_v + \Delta A_v)} = \frac{30 + 3}{1 + 0.10(30 + 3)} = \frac{33}{4.33} \simeq 7.62 \qquad (16\text{-}14a)$$

El cambio porcentual en la ganancia es

$$\frac{A''_v - A'_v}{A'_v} \times 100 = \frac{7.62 - 7.50}{7.50} \times 100 = \mathbf{1.6\%} \qquad (16\text{-}14b)$$

Este ejemplo muestra que la realimentación negativa mejora materialmente la estabilidad de un amplificador. Los cambios en la ganancia pueden deberse a cambios en el voltaje de la fuente de alimentación, a envejecimiento de alguna componente del circuito o al reemplazo de un transistor. Para asegurar las ventajas de la realimentación negativa, debe notarse que la red que controla la realimentación negativa debe ser estable.

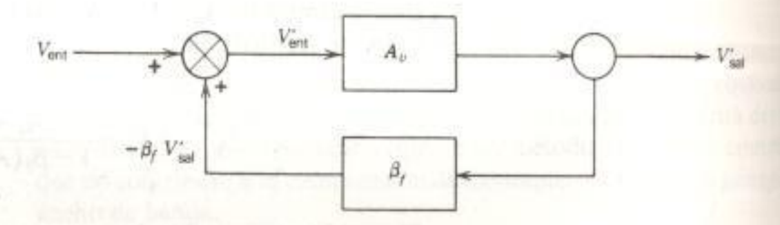


Diagrama de bloques para los Probs. del 16-3.1 al 16-3.7

Problemas Complete la tabla si se utiliza realimentación negativa.

Problema	V_{ent}	A_v	β_f	$(1 - \beta_f A_v)$	$\beta_f V'_{sal}$	V'_{ent}	V'_{sal}
16-3.1	200 mV	20					1 V
16-3.2	200 mV	1000					2 V
16-3.3		50	3%				5 V
16-3.4	1 V	50	8%				
16-3.5	0.5 V		20%				2 V
16-3.6	5 V	20	100%				
16-3.7	1 V	100		4.0			

16-3.8 Un amplificador de audio consta de tres etapas

Etapa 1	$A_v = 50$	4% de distorsión
Etapa 2	$A_v = 10$	4% de distorsión
Etapa 3	$A_v = 20$	10% de distorsión

Cada etapa tiene una realimentación individual que reduce la ganancia a 10, 2 y 4, respectivamente. ¿Cuál es la ganancia total y la distorsión con realimentación? ¿Qué porcentaje de realimentación se usa en cada etapa?

16-3.9 Se utiliza realimentación negativa total para reducir la ganancia del amplificador de audio del Prob. 16-3.8 a 80. ¿Qué porcentaje de realimentación se requiere? y ¿cuál es la distorsión total?

16-3.10 Un amplificador sin realimentar tiene una ganancia de 200, en la banda intermedia, y la frecuencia alta de 3 dB o del punto de quiebre es 50 kHz. ¿Cuál es la ganancia en la banda intermedia y cuál es el punto de quiebre de alta frecuencia cuando se utiliza una realimentación negativa del 10%?

16-3.11 Un amplificador tiene una ganancia de 200 en la banda intermedia sin realimentar. La frecuencia de 3 dB es 200 kHz. Este va a usarse como un amplificador de video que requiere un ancho de banda de 5 MHz. ¿Qué ganancia puede obtenerse, y qué realimentación debe usarse? ¿Qué ancho de banda se obtendría si la realimentación fuera del 100%?

16-3.12 La ganancia de malla abierta de un amplificador con el 10% de realimentación negativa es 3000. Si la ganancia de malla abierta se incrementa el 10%, ¿cuál es el cambio en la ganancia de malla cerrada?

16-3.13 La ganancia de malla abierta de un amplificador con el 100% de realimentación negativa es 30. ¿Si la ganancia de malla abierta se incrementa a 40, ¿cuál es el cambio en la ganancia de malla cerrada?

Sección 16-4 Tipos de realimentación negativa

En la Fig. 16-6 se muestran cuatro arreglos de circuitos con realimentación negativa. El voltaje de salida proporciona la entrada a la red de realimentación en las Figs. 16-6*a* y 16-6*b*. La entrada a la red de realimentación se deriva de la corriente de salida en las Figs. 16-6*c* y 16-6*d*.

Si reflexionamos sobre los circuitos de las Figs. 16-6*a* y 16-6*b*, vemos que la entrada a la red de realimentación está en paralelo con la salida del amplificador. Por lo tanto, en cuanto a V'_{sal} concierne, la resistencia de salida del amplificador se reduce por el efecto de derivación de la entrada a la red de retroalimentación.

Ahora si reflexionamos sobre los circuitos de las Figs. 16-6*c* y 16-6*d*, vemos que la resistencia de entrada a la red de realimentación está en serie con la salida del amplificador. Por lo tanto, la realimentación de corriente aumenta la resistencia de salida del mismo.

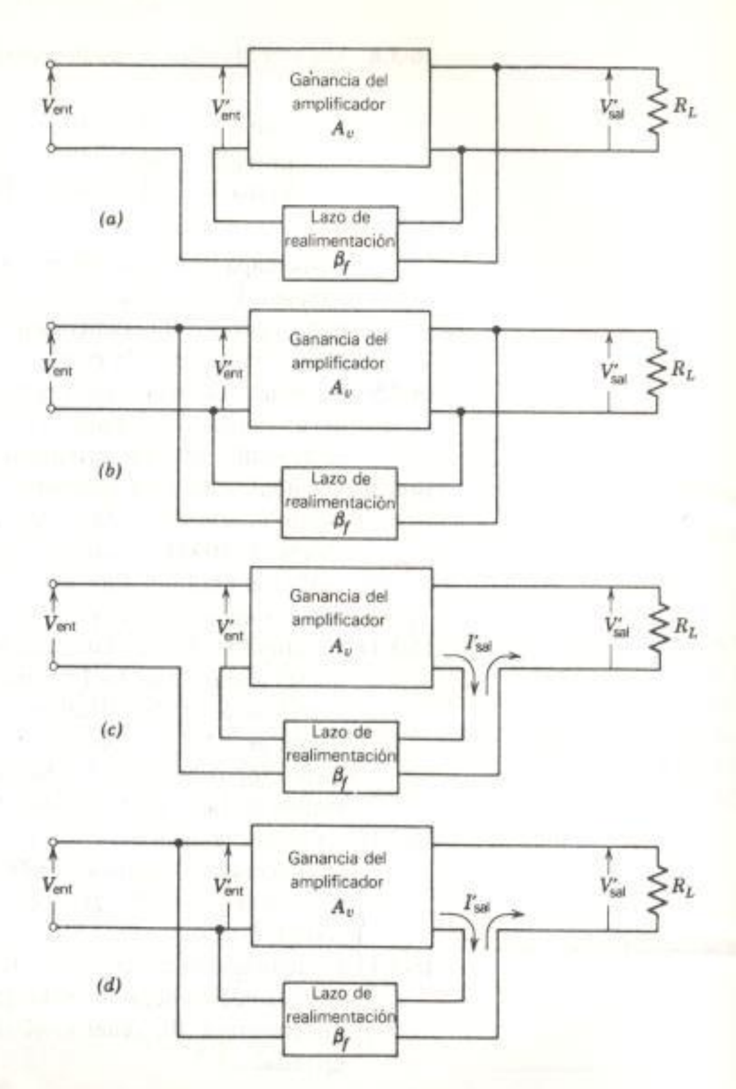


Fig. 16-6 Configuraciones de circuito con realimentación negativa. (*a*) Realimentación de voltaje-entrada en serie. (*b*) Realimentación de voltaje-entrada en paralelo. (*c*) Realimentación de corriente-entrada en serie. (*d*) Realimentación de corriente-entrada en paralelo.

En los circuitos de las Figs. 16-6*a* y 16-6*c*, la salida de la red de realimentación utiliza un voltaje y una resistencia en serie con el amplificador. Por lo tanto, V'_{ent} es menor que V_{ent} por la cantidad de voltaje realimentado a la entrada. También tiene dos elementos de circuito en serie, la resistencia de entrada al amplificador y la resistencia de salida de la red de realimentación. Por lo tanto, la realimentación causa que la resistencia de entrada al amplificador se incremente.

En los circuitos de las Figs. 16-6*b* y 16-6*d*, V_{ent} es idéntico a V'_{ent}. Sin embargo, la entrada al amplificador es un circuito en paralelo —la resis-

Tabla 16-3 Características de los circuitos con realimentación negativa

Configuración del circuito		Resistencia de entrada	Resistencia de salida
Realimentación de voltaje	—entrada en serie	aumenta	disminuye
	—entrada en paralelo	disminuye	disminuye
Realimentación de corriente	—entrada en serie	aumenta	aumenta
	—entrada en paralelo	disminuye	aumenta

tencia de entrada del amplificador está en paralelo con la resistencia de salida de la red de realimentación—. Por lo tanto, la entrada en paralelo reduce la resistencia de entrada al circuito.

Estas características de los amplificadores con realimentación negativa están resumidas en la Tabla 16-3.

Podemos demostrar que la disminución o el aumento en la resistencia de entrada o en la resistencia de salida con realimentación como se lista en la Tabla 16-3 es por el factor de la ganancia de lazo.

1. Para un aumento en la resistencia de R_1 a R_1' causado por la realimentación negativa

$$R_1' = R_1(1 - \beta_f A_v) \tag{16-15}$$

2. Para una disminución en la resistencia de R_2 a R_2' causada por la realimentación negativa

$$R_2' = \frac{R_2}{1 - \beta_f A_v} \tag{16-16}$$

Las Ecs. 16-15 y 16-16 se aplican también al término general de "impedancia".

Ejemplo 16-5

La ganancia de malla abierta de un amplificador (un amplificador operacional) es 200 000. El amplificador tiene una resistencia de salida r_{sal} de 75 Ω. Si la realimentación negativa de voltaje aplicado es del 100%, ¿cuál es la resistencia de salida r_{sal}' con realimentación?

Solución

Una referencia a la Tabla 16-3 nos muestra que la resistencia de salida disminuye

con la realimentación. La disminución es en la cantidad de la ganancia de lazo. Ec. 16-16.

$$r'_{sal} = \frac{r_{sal}}{1-\beta_f A_v} = \frac{75}{1+1.00\times 200{,}000} = \mathbf{375\times 10^{-6}\ \Omega = 375\ \mu\Omega}$$

Cuando se utiliza un amplificador de potencia para excitar una bocina, es muy importante utilizar realimentación negativa de voltaje para reducir la impedancia de salida Z_{sal} del amplificador de potencia. La impedancia de la bocina puede cambiar radicalmente con la música o la plática del programa. No queremos perder potencia en Z_{sal}, así como tampoco queremos que el voltaje a través de la bocina varíe cuando cambia la impedancia de ésta. Como resultado, nunca usaremos realimentación de corriente derivada de la bocina (Tabla 16-3).

También en un regulador de voltaje utilizamos la realimentación de voltaje para reducir la resistencia de salida. Si la resistencia de salida es cero, el voltaje en la carga es una constante.

Sección 16-5 Conceptos de circuitos para realimentación negativa

La Fig. 16-7 muestra como un voltaje de realimentación se deriva de un circuito divisor de voltaje formado por R_1 y R_2. Aplicando la regla del divisor de voltaje a R_1 y R_2 y suponiendo que en éstos fluye la misma corriente, tenemos

Realimentación de voltaje—entrada en serie

$$V_f = \frac{R_1}{R_1+R_2} V'_{sal}$$

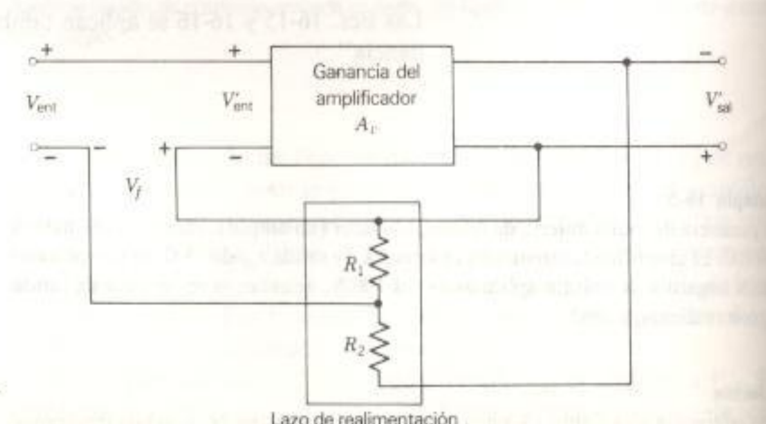


Fig. 16-7 Realimentación de voltaje-entrada en serie.

Definimos el *voltaje de realimentación* β_f como la fracción del voltaje de la salida que es realimentado a la entrada. Por lo que, para este arreglo del circuito

$$-\beta_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{16-17}$$

Realimentación de voltaje—entrada en paralelo

En la Fig. 16-8 la resistencia de realimentación R_F se conecta de la salida de regreso a la entrada. Ahora encontramos que debemos considerar el efecto de Miller en R_F. En la Sec. 7-7 demostramos que este arreglo de circuito colocó una resistencia equivalente.

$$\frac{R_F}{1 + A_v} \tag{7-28}$$

en paralelo con la entrada de la etapa y que una resistencia equivalente

$$\frac{A_v}{1 + A_v} R_F \tag{7-29}$$

se conectó en paralelo con la salida. Cuando consideramos la realimentación en general, R_F es una resistencia frecuentemente conectada a través de varias etapas para producir una realimentación total. En el cálculo de las ganancias, debemos determinar la resistencia equivalente que el uso de R_F coloca a través de la entrada del amplificador.

Realimentación de corriente—entrada en serie

El caso más simple de realimentación en serie con entrada en serie se muestra en la Fig. 16-9. Ya hemos analizado este circuito con anterioridad y hemos encontrado que

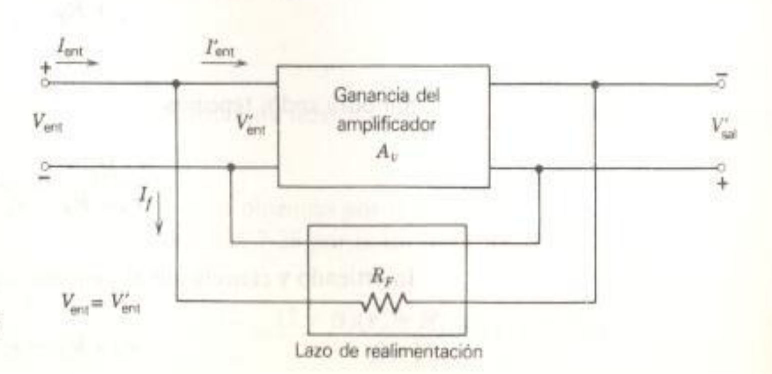


Fig. 16-8 Realimentación de voltaje-entrada en paralelo.

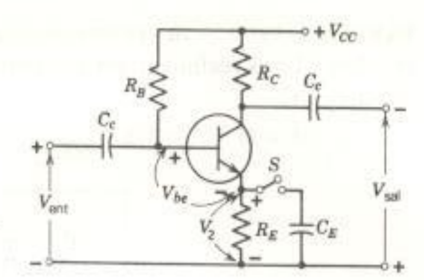


Fig. 16-9 Realimentación de corriente-entrada en serie.

1. Con el interruptor S cerrado, no tenemos realimentación.

$$r_{ent} = (1 + \beta)r'_e \tag{7-7}$$

y

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} \tag{7-8a}$$

2. Con el interruptor S abierto, tenemos realimentación en el emisor.

$$r'_{ent} = (1 + \beta)(r'_e + R_E) \tag{7-25}$$

y

$$A'_v = \frac{R_C}{r'_e + R_E} \tag{7-23}$$

Ahora, utilicemos la Ec. 7-8a para A_v y la Ec. 7-23 para A'_v en la Ec. 16-1 y resolvamos para β_f para la realimentación negativa.

$$A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} \tag{16-1}$$

$$\frac{R_C}{r'_e + R_E} = \frac{\left(\dfrac{R_C}{r'_e}\right)}{1 - \beta_f \dfrac{R_C}{r'_e}}$$

Simplificando, tenemos

$$\frac{R_C}{r'_e + R_E} = \frac{R_C}{r'_e - \beta_f R_C}$$

Invirtiendo y cancelando R_C, encontramos

$$r'_e + R_E = r'_e - \beta_f R_C$$

Resolviendo para la *realimentación de corriente* β_f, tenemos

$$-\beta_f = \frac{R_E}{R_C} \tag{16-18}$$

El signo negativo en la Ec. 16-18 indica que la realimentación en este circuito es negativa.

Esta última ecuación NO es la relación del divisor de voltaje para β_f que tuvimos en la Ec. 16-15. Un circuito de varias etapas debe examinarse con mucho cuidado para determinar si se debe utilizar realimentación de voltaje (Ec.16-17) o realimentación de corriente (Ec. 16-18) para calcular β_f.

Para mostrar las propiedades de este circuito realimentado, determinemos la ganancia de lazo

$$(1 - \beta_f A_v) = 1 + \left(\frac{R_E}{R_C}\right)\left(\frac{R_C}{r_e'}\right) = 1 + \frac{R_E}{r_e'} = \frac{r_e' + R_E}{r_e'} \tag{16-19}$$

dividamos la Ec. 7-23 entre la Ec. 7-8*a*

$$\frac{A_v'}{A_v} = \frac{\left(\dfrac{R_C}{r_e' + R_E}\right)}{\left(\dfrac{R_C}{r_e'}\right)} = \frac{r_e'}{r_e' + R_E} = \frac{1}{\left(\dfrac{r_e' + R_E}{r_e'}\right)}$$

o

$$A_v' = \frac{A_v}{\left(\dfrac{r_e' + R_E}{r_e'}\right)}$$

Puesto que A_v' es A_v dividida entre la ganancia de lazo, la ganancia de lazo es

$$\text{ganancia de lazo} = (1 - \beta_f A_v) = \frac{r_e' + R_E}{r_e'} \tag{16-20}$$

Este es el resultado obtenido por la Ec. 16-19.

Dividamos la Ec. 7-25 por la Ec. 7-7.

$$\frac{r_{\text{ent}}'}{r_{\text{ent}}} = \frac{(1+\beta)(r_e' + R_E)}{(1+\beta)r_e'} = \left(\frac{r_e' + R_E}{r_e'}\right)$$

o

$$r'_{ent} = \left(\frac{r'_e + R_E}{r'_e}\right) r_{ent}$$

Por lo que r'_{ent} es r_{ent} multiplicada por la ganancia de lazo

$$r'_{ent} = (1 - \beta_f A_v) r_{ent} \tag{16-21}$$

Sección 16-6 Realimentación de voltaje—entrada en serie

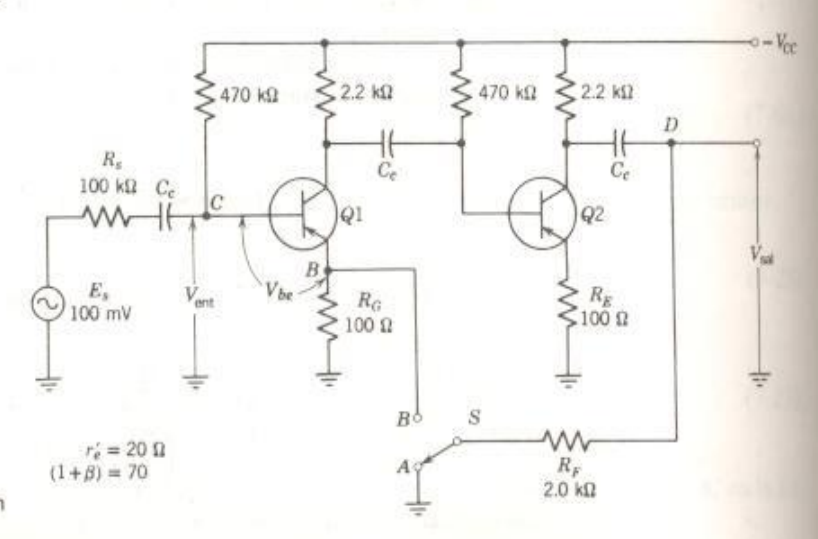


Fig. 16-10 Circuito con realimentación de voltaje-entrada en serie.

Sin realimentación

El circuito amplificador de dos etapas mostrado en la Fig. 16-10 utiliza realimentación de voltaje con entrada en serie. Al mover el interruptor S del punto A al punto B, se aplica la realimentación de voltaje al circuito.

El primer procedimiento es calcular los niveles de señal en el circuito sin realimentación negativa. El interruptor S se coloca en la posición A. La carga en $Q2$ es

$$\frac{2.2\ \text{k}\Omega \times 2.0\ \text{k}\Omega}{2.2\ \text{k}\Omega + 2.0\ \text{k}\Omega} = 1.048\ \text{k}\Omega = 1048\ \Omega$$

La ganancia de voltaje de la etapa de $Q2$ es

$$A_{v_2} = \frac{R_L}{r'_e + R_E} = \frac{1048}{20 + 100} = 8.73 \tag{7-23}$$

La resistencia de entrada a $Q2$ es

$$r_{ent} = (1 + \beta)(r'_e + R_E) = 70(20\ \Omega + 100\ \Omega) = 8400\ \Omega \quad (7\text{-}25)$$

La carga en $Q1$ es 2.2 kΩ en paralelo con 470 kΩ y en paralelo con 8400 Ω.

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{2200\ \Omega} + \frac{1}{470{,}000\ \Omega} + \frac{1}{8400\ \Omega}$$

o

$$R_L = 1737\ \Omega$$

La ganancia de la etapa de $Q1$ es

$$A_{v_1} = \frac{R_L}{r'_e + R_E} = \frac{1737\ \Omega}{20\ \Omega + 100\ \Omega} = 14.47$$

La ganancia total de A_v es

$$A_v = A_{v_1} \times A_{v_2} = 14.47 \times 8.73 = 126$$

La resistencia de entrada a $Q1$ es la misma resistencia de entrada a $Q2$ u 8400 Ω. Así que r'_{ent} a la primer etapa es 8400 Ω en paralelo con 470 kΩ.

$$r'_{ent} = \frac{8.4\ \text{k}\Omega \times 470\ \text{k}\Omega}{8.4\ \text{k}\Omega + 470\ \text{k}\Omega} = 8.25\ \text{k}\Omega = 8250\ \Omega$$

El modelo simplificado para el amplificador se muestra en la Fig. 16-11.

El voltaje de entrada al circuito es

$$V_{ent} = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} E_s = \frac{8.25\ \text{k}\Omega}{8.25\ \text{k}\Omega + 100\ \text{k}\Omega} 100\ \text{mV} = 7.62\ \text{mV} \quad (7\text{-}2)$$

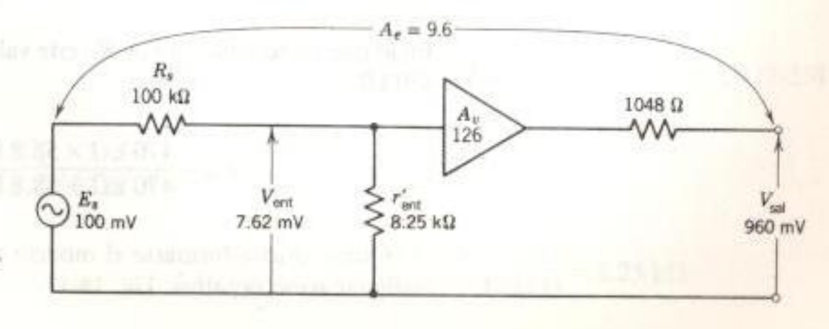


Fig. 16-11 Modelo simplificado sin realimentación.

El voltaje de salida V_{sal} es

$$V_{sal} = V_{ent}A_v = 7.62 \text{ mV} \times 126 = 960 \text{ mV} \qquad (7\text{-}1a)$$

La ganancia total A_e es

$$A_e = \frac{V_{sal}}{E_s} = \frac{960 \text{ mV}}{100 \text{ mV}} = 9.6 \qquad (7\text{-}1b)$$

Estos valores también se agregan al modelo simplificado de la Fig. 16-11.

Con realimentación Cuando el interruptor S se coloca en la posición B (Fig. 16-10) tenemos una realimentación negativa de voltaje proporcionada por la red divisora de voltaje que forman R_F y R_E, colocada a través de la salida del punto D a tierra. La realimentación β_f es

$$\beta_f = \frac{R_E}{R_E + R_F} = \frac{100\ \Omega}{100\ \Omega + 2000\ \Omega} = 0.0476 \text{ o } 4.76\% \qquad (16\text{-}17)$$

El valor del factor de reducción de la ganancia es la ganancia de lazo

$$(1 - \beta_f A_v) = (1 + 0.0476 \times 126) = 7.00$$

La ganancia con realimentación negativa es

$$A_v' = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{126}{7.00} = 18.0 \qquad (16\text{-}1)$$

y la resistencia de entrada al amplificador se aumenta por la ganancia de lazo de 8400 Ω a

$$r_{ent}' = r_{ent}(1 - \beta_f A_v) = 8400\ \Omega \times 7.00 = 58{,}800\ \Omega \qquad (16\text{-}15)$$

En lo que corresponde a E_s y R_s, este valor, 58 800 Ω, está en paralelo con 470 kΩ.

o
$$r_{ent}'' = \frac{470 \text{ k}\Omega \times 58.8 \text{ k}\Omega}{470 \text{ k}\Omega + 58.8 \text{ k}\Omega} = 52.3 \text{ k}\Omega$$

Ahora, puede formarse el modelo simplificado para el circuito con realimentación negativa, Fig. 16-12.

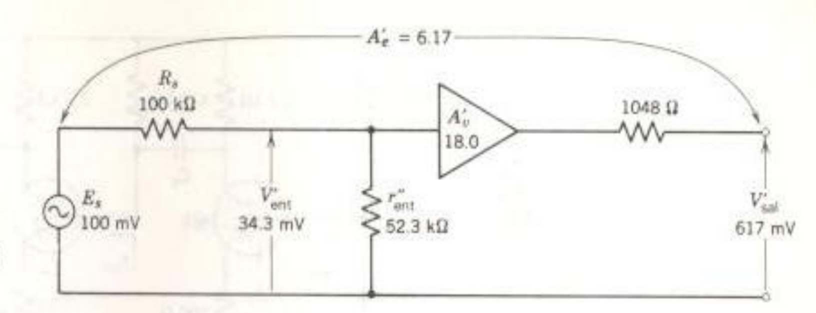


Fig. 16-12 El modelo simplificado con realimentación.

El valor V'_{ent} se determina de la red divisora de la entrada

$$V'_{ent} = \frac{r''_{ent}}{r''_{ent} + R_s} E_s = \frac{52.3 \text{ k}\Omega}{52.3 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} 100 \text{ mV} = 34.3 \text{ mV} \quad (7\text{-}2)$$

y

$$V'_{sal} = V'_{ent} A'_v = 34.3 \text{ mV} \times 18.0 = 617 \text{ mV} \quad (7\text{-}1a)$$

La ganancia total con realimentación A'_e es

$$A'_e = \frac{V'_{sal}}{E_s} = \frac{617 \text{ mV}}{100 \text{ mV}} = 6.17 \quad (7\text{-}1b)$$

Problemas

16-6.1 Calcule el voltaje de salida con y sin realimentación para el circuito de la Fig. 16-10 si R_F es 4 kΩ.

16-6.2 Repita el Prob. 16-6.1 si R_F es 1500 Ω.

Sección 16-7 Realimentación de voltaje—entrada en paralelo

El circuito mostrado en la Fig. 16-13 es un amplificador de tres etapas. Cuando el interruptor S se coloca en la posición A, el lazo de realimentación total a través de R_F se conecta a tierra. La resistencia de entrada a cada etapa es

$$r_{ent} = (1 + \beta)(r'_e + R_E) = (70)(20 \ \Omega + 100 \ \Omega) = 8400 \ \Omega \quad (7\text{-}25)$$

Sin realimentación La carga en E_s y R_s es r'_{ent}.

$$r'_{ent} = \frac{r_{ent} R_B}{r_{ent} + R_B} = \frac{8.4 \text{ k}\Omega \times 470 \text{ k}\Omega}{8.4 \text{ k}\Omega + 470 \text{ k}\Omega} = 8.25 \text{ k}\Omega$$

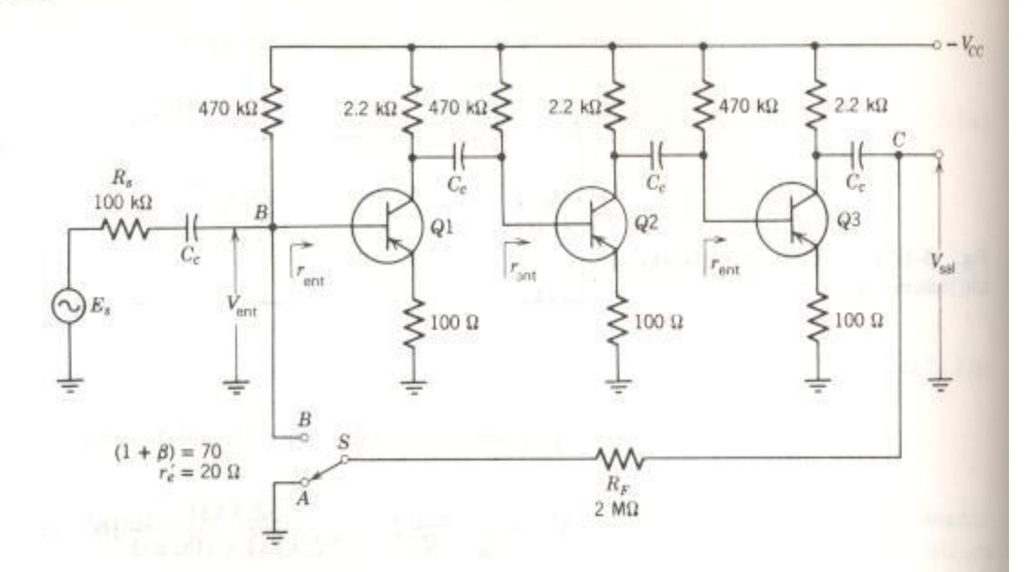


Fig. 16-13 Circuito con realimentación de voltaje-entrada en paralelo.

La carga en $Q1$ y en $Q2$ es R_L.

$$\frac{1}{R_L} = \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{ent}} = \frac{1}{2.2\ \text{k}\Omega} + \frac{1}{470\ \text{k}\Omega} + \frac{1}{8.4\ \text{k}\Omega}$$

o

$$R_L = 1.735\ \text{k}\Omega = 1735\ \Omega$$

Las ganancias de voltaje de $Q1$ y $Q2$ son

$$A_{v_1} = A_{v_2} = \frac{R_L}{r_e' + R_E} = \frac{1735\ \Omega}{20\ \Omega + 100\ \Omega} = 14.46 \qquad (7\text{-}23)$$

La carga en $Q3$ es efectivamente 2.2 kΩ. La ganancia de voltaje de la etapa de $Q3$ es

$$A_{v_3} = \frac{R_C}{r_e' + R_E} = \frac{2200\ \Omega}{20\ \Omega + 100\ \Omega} = 18.33 \qquad (7\text{-}23)$$

La ganancia total del punto B al punto C es

$$A_v = A_{v_1} \times A_{v_2} \times A_{v_3} = 14.46 \times 14.46 \times 18.33 = 3832$$

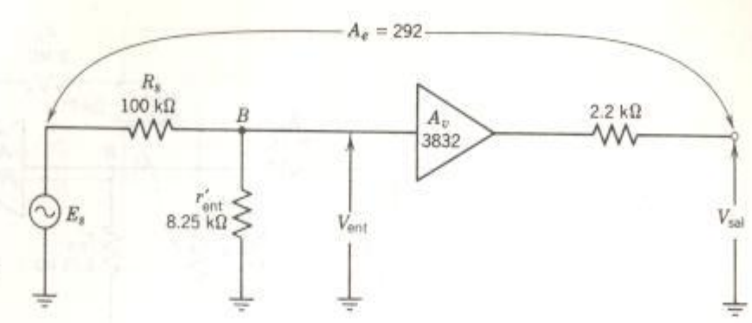


Fig. 16-14 El modelo simplificado sin realimentación.

La ganancia total del circuito A_e es

$$A_e = \frac{r'_{ent}}{r'_{ent} + R_s} A_v = \frac{8.25 \text{ k}\Omega}{8.25 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} 3832 = 292 \qquad (7\text{-}3)$$

Estos valores se colocan en el modelo simplificado sin realimentación, Fig. 16-14.

Con realimentación Cuando se coloca el interruptor S en la posición B (Fig. 16-13) se aplica realimentación en paralelo derivada del voltaje de salida al circuito total. La colocación de R_F del punto C al punto B requiere que se utilice el efecto Miller para determinar el efecto en paralelo de R_F en la base de $Q1$.

$$R'_F = \frac{R_F}{1 + A_v} = \frac{2000 \text{ k}\Omega}{1 + 3832} = 0.522 \text{ k}\Omega = 522 \ \Omega \qquad (7\text{-}28)$$

Ahora tomamos el modelo simplificado sin realimentación (Fig. 16-14) y colocamos a R'_F en paralelo con r'_{ent} para obtener el modelo simplificado con realimentación mostrado en la Fig. 16-15*a*.

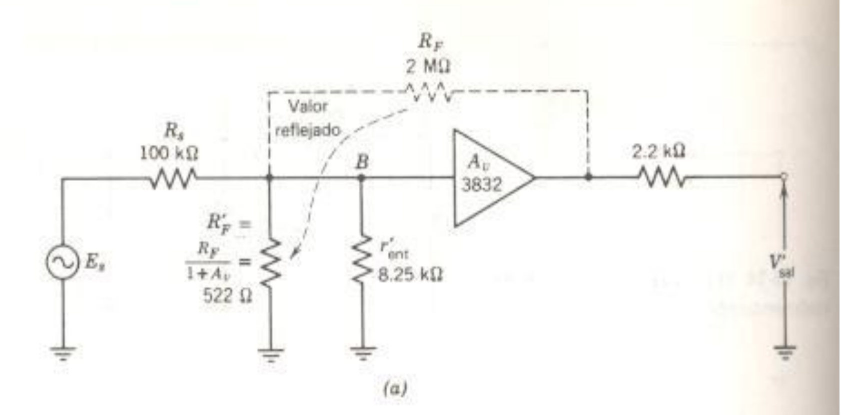
El valor reflejado de R_F, R'_F, está en paralelo con r'_{ent}. EL valor equivalente es r''_{ent}.

$$r''_{ent} = \frac{R'_F r'_{ent}}{R'_F + r'_{ent}} = \frac{522 \ \Omega \times 8250 \ \Omega}{522 \ \Omega + 8250 \ \Omega} = 491 \ \Omega = 0.491 \text{ k}\Omega$$

La ganancia total del circuito con realimentación A'_e es

$$A'_e = \frac{r''_{ent}}{r''_{ent} + R_s} A'_v = \frac{0.491 \text{ k}\Omega}{0.491 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} 3832 = 18.7 \qquad (7\text{-}3)$$

Estos valores se colocan en el modelo simplificado con realimentación (Fig. 16-15*b*).



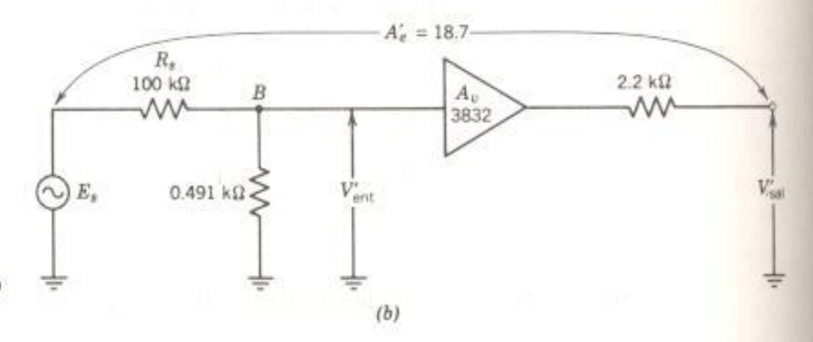


Fig. 16-15 El modelo simplificado con realimentación.

Problemas

16-7.1 Utilizando el circuito de la Fig. 16-13, determine A_e y A'_e si R_F es 3 MΩ.

16-7.2 Utilizando el circuito de la Fig. 16-13, determine A_e y A'_e si R_s es de 47 kΩ y R_F de 1.5 MΩ.

16-7.3 Utilizando el circuito de la Fig. 16-13, determine ¿qué valor de R_s produce una ganancia total con realimentación de 10?

Sección 16-8 Realimentación de corriente—entrada en serie

Cuando el interruptor S se coloca en la posición A en el circuito de la Fig. 16-16, el valor de ca de R_E para $Q3$ es la combinación en paralelo de 120 Ω y 600 Ω.

$$R_E = \frac{120 \times 600}{120 + 600} = 100\ \Omega$$

Sin realimentación

Ahora el circuito tiene los mismos valores de malla abierta que el circuito utilizado en la sección anterior, Fig. 16-13. Por lo tanto, los cálculos de malla abierta obtenidos en la Sec. 16-7 son válidos para este circuito. En consecuencia, podemos utilizar el modelo simplificado sin realimentación de la Fig. 16-14 como el modelo para este circuito, Fig. 16-17.

Fig. 16-16 Circuito con realimentación de corriente-entrada en serie.

Con realimentación Ahora se cambia el interruptor S de la posición A a la posición B (Fig. 16-16). Al hacer esto hemos colocado (600 Ω + 100 Ω) en paralelo con 120 Ω en el emisor de $Q3$. El valor de ca de R_{E3} es

$$R_{E_3} = \frac{700\ \Omega \times 120\ \Omega}{700\ \Omega + 120\ \Omega} = 102\ \Omega \approx 100\ \Omega$$

La realimentación de corriente en $Q3$, β_f' es

$$\beta_f' = \frac{R_E}{R_C} = \frac{100\ \Omega}{2200\ \Omega}. \qquad (16\text{-}18)$$

Sin embargo, esta realimentación no se aplica directamente al punto B de $Q1$; hay un divisor de voltaje formado por R_F y R_{E1} para hacer la reali-

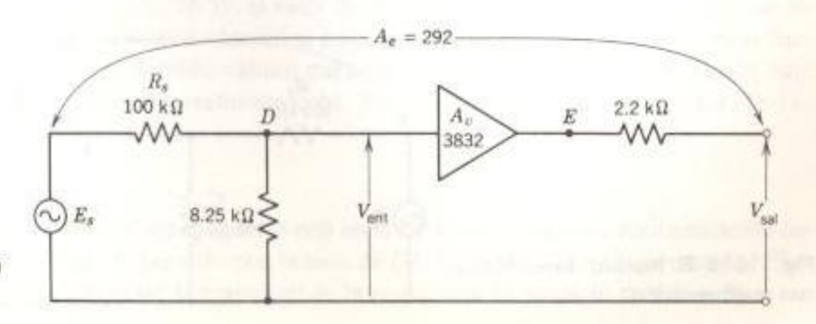


Fig. 16-17 El modelo simplificado sin realimentación.

mentación efectiva B_f igual a

$$\beta_f = \frac{R_{E_1}}{R_{E_1} + R_F}\beta_f' = \frac{100\ \Omega}{100\ \Omega + 600\ \Omega} \times \frac{100\ \Omega}{2200\ \Omega}$$
$$= 0.00649 = 0.649 \text{ of } 1\%$$

El valor de la ganancia de lazo es

$$(1 - \beta_f A_v) = (1 + 0.00649 \times 3832) = 25.88$$

El valor de A_v' es

$$A_v' = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} = \frac{3832}{25.88} = 148 \qquad (16\text{-}1)$$

La resistencia de entrada a $Q1$ se incrementa por la ganancia de lazo $(1 - \beta_f A_v)$ a

$$r_{ent}' = (1 - \beta_f A_v) r_{ent} = 25.88 \times 8.4 = 217.3\ \text{k}\Omega \qquad (16\text{-}15)$$

Colocando r_{ent}' en paralelo con R_B (470 kΩ), tenemos

$$r_{ent}'' = \frac{r_{ent}' R_B}{r_{ent}' + R_B} = \frac{217.3\ \text{k}\Omega \times 470\ \text{k}\Omega}{217.3\ \text{k}\Omega + 470\ \text{k}\Omega} = 148\ \text{k}\Omega$$

La ganancia total A_e' es

$$A_e' = \frac{r_{ent}''}{r_{ent}'' + R_s} A_v' = \frac{148\ \text{k}\Omega}{148\ \text{k}\Omega + 100\ \text{k}\Omega} 148 = 88.3 \qquad (7\text{-}3)$$

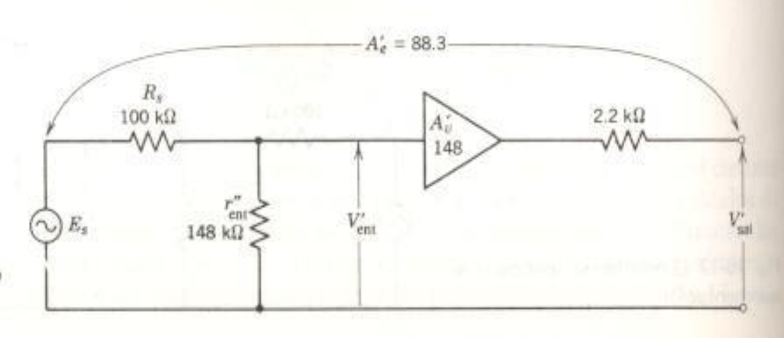


Fig. 16-18 El modelo simplificado con realimentación.

Ahora tenemos los valores numéricos para formar el modelo simplificado para el circuito con realimentación (Fig. 16-18).

Problemas

16-8.1 Si E_s en la Fig. 16-16 es 10 mV, encuentre V_{ent} y V_{sal} sin y con realimentación. Encuentre A_e y A_e'.

16-8.2 Si R_F es de 100 Ω y E_s es 10 mV en la Fig. 16-16, encuentre V_{ent} y V_{sal} sin y con realimentación. Encuentre A_e y A_e'.

16-8.3 Si R_F es de 500 Ω y E_s es 20 mV en la Fig. 16-16, encuentre V_{ent} y V_{sal} sin y con realimentación. Encuentre A_e y A_e'.

Sección 16-9 Realimentación de corriente—entrada en paralelo

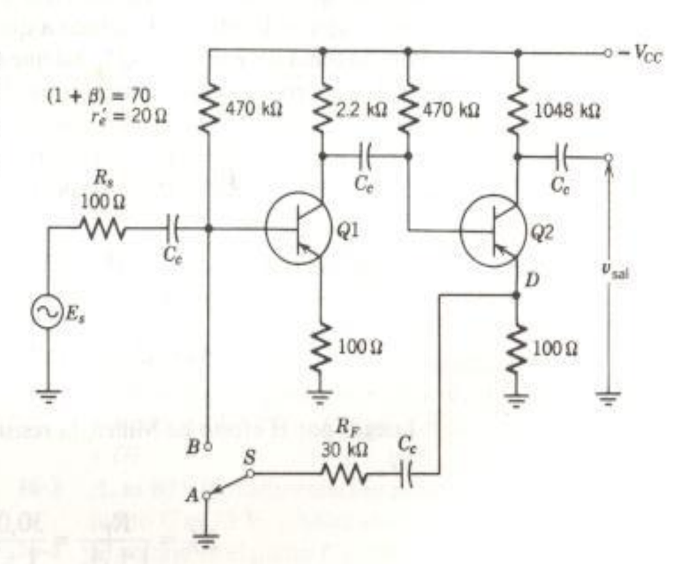


Fig. 16-19 Circuito con realimentación de corriente-entrada en paralelo.

Sin realimentación

El circuito de la Fig. (16-10) utilizado en la Sec. 16-6 para realimentación de voltaje-entrada en serie se utiliza en esta sección para ilustrar la realimentación de corriente con entrada en paralelo. En la Fig. 16-10, la carga sin realimentación en Q2 es la combinación en paralelo de R_C (2.2 kΩ) y R_F (2.0 kΩ). El valor de la combinación en paralelo es 1048 Ω. Por lo tanto, en la Fig. 16-19, el valor de R_C para Q2 es 1048 Ω. De acuerdo con esto, los cálculos obtenidos para el circuito sin realimentación en la Sec. 16-6 son también válidos para esta sección. El modelo simplificado para el circuito sin realimentación, Fig. 16-20, es idéntico al de la Fig. 16-11.

Con realimentación

Cuando el interruptor S está en la posición B, hay una realimentación colocada en paralelo con la base de Q1. Debe utilizarse el teorema de Miller para evaluar la magnitud de la resistencia en paralelo debida a R_F.

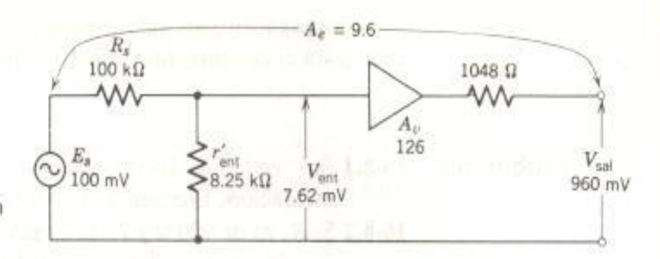


Fig. 16-20 El modelo simplificado sin realimentación.

En este circuito R_F *no* está conectada a través del circuito cuya ganancia de voltaje A_v es 126. La ganancia a considerarse para el efecto Miller es el valor reducido de A_v debido a que no se toma R_F del colector, sino que se toma del emisor de $Q2$. Así que debe tomarse en cuenta la división de la corriente de realimentación en $Q2$

$$\beta_f = \frac{R_E}{R_C} = \frac{100\ \Omega}{1048\ \Omega} = 0.0954 = 9.54\% \qquad (16\text{-}18)$$

Luego la ganancia que se debe usar para el efecto de Miller en este caso, A_v'', es

$$A_v'' = \beta_f A_v = 0.0954 \times 126 = 12.0$$

Luego, por el efecto de Miller, la resistencia de entrada, parte de R_F, es R_F'.

$$R_F' = \frac{R_F}{1 + A_v'} = \frac{30{,}000\ \Omega}{1 + 12.0} = 2300\ \Omega \qquad (7\text{-}28)$$

La resistencia de entrada r''_{ent} que se debe utilizar en el modelo con realimentación es la combinación en paralelo de R_F' y r'_{ent}.

$$r''_{ent} = \frac{r'_{ent} R_F'}{r'_{ent} + R_F'} = \frac{8250\ \Omega \times 2300\ \Omega}{8250\ \Omega + 2300\ \Omega} = 1800\ \Omega = 1.8\ \text{k}\Omega$$

El modelo simplificado con realimentación se obtiene utilizando este valor de resistencia (Fig. 16-21).

En la Fig. 16-21, con realimentación, si E_s es 100 mV

$$V'_{ent} = \frac{r''_{ent}}{r''_{ent} + R_s} E_s = \frac{1.8\ \text{k}\Omega}{1.8\ \text{k}\Omega + 100\ \text{k}\Omega} 100\ \text{mV} = 1.77\ \text{mV} \qquad (7\text{-}3)$$

y

$$V'_{sal} = V'_{ent} A_v = 1.77\ \text{mV} \times 126 = 223\ \text{mV} \qquad (7\text{-}1a)$$

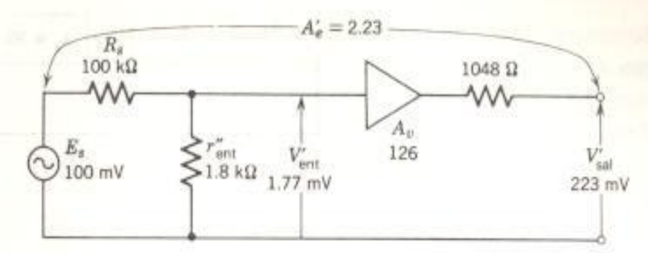


Fig. 16-21 El modelo simplificado con realimentación.

y

$$A'_e = \frac{V'_{sal}}{E_s} = \frac{223 \text{ mV}}{100 \text{ mV}} = 2.23 \qquad (7\text{-}1b)$$

Problemas

16-9.1 Si R_F es de 20 $k\Omega$ en la Fig. 16-19, determine V_{ent} y V_{sal}, ambos sin y con realimentación cuando E_s es 20 mV.

16-9.2 Repita el Prob. 16-9.1 si R_F es de 40 kΩ.

Problemas adicionales

16-1 El voltaje en el punto C es 20 V y A_v es 50. Si el circuito es un oscilador ideal, ¿cuáles son los valores de voltaje en los puntos A, B y D y cuál es el valor de β_f en porcentaje?

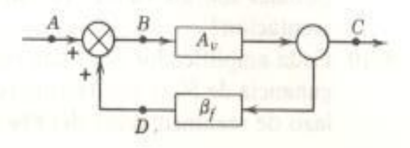
16-2 El voltaje en el punto A es 50 mV, A_v es 40, y la realimentación positiva es del 2%. ¿Cuáles son los voltajes en los puntos B, C y D?

16-3 A_v es 80 y la realimentación negativa es del 1%. Si el voltaje en el punto C es 15 V, ¿cuáles son los voltajes en los puntos A, B y D?

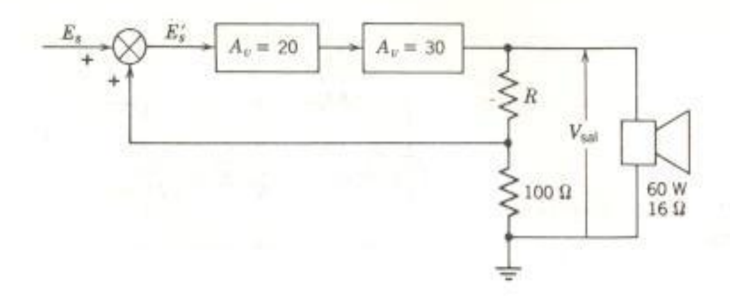
16-4 El voltaje en el punto C es 20 V y A_v es 50. Si la realimentación negativa es del 20%, ¿cuáles son los valores del voltaje en los puntos A, B y D?

16-5 Se conectan dos etapas en cascada. La primera tiene una ganancia de 40 y una distorsión del 5%. La segunda tiene una ganancia de 50 y una distorsión del 10%. ¿Qué porcentaje de la realimentación negativa total se requiere para reducir la ganancia total a 200? Ahora, ¿cuál es la distorsión total?

16-6 La realimentación es negativa. A plena potencia, sin realimentación, la distorsión es del 8%. Después de realimentar se requiere una distorsión de 0.3 de 1%. Determine los valores de R, E_s, y E'_s. ¿Cuál es β_f en porcentaje?



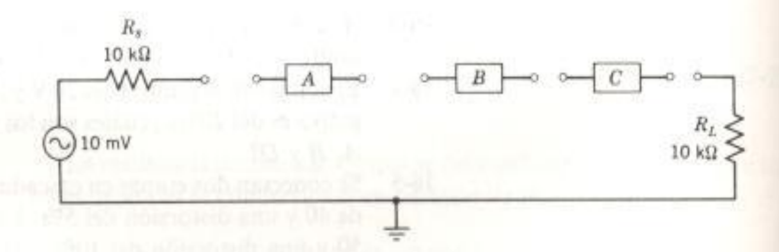
Circuito para los Probs. 16-1 al 16-4.



Circuito para el Prob. 16-6.

16-7 La ganancia de voltaje de malla abierta de un amplificador tiene un valor nominal de 2000. Su ganancia puede variar de 1200 a 2800. Si se utiliza suficiente realimentación negativa para reducir la ganancia a 50 (valor nominal), ¿cuál es la variación esperada en la ganancia de malla cerrada cuando la ganancia de malla abierta varía entre 1200 y 2800?

16-8 Un amplificador tiene una ganancia de malla abierta de 60 dB. El valor de f_1 es de 30 Hz, y el de f_2 es de 10 kHz. La distorsión es del 10%. Se añade un lazo de realimentación total para proporcionar el 2% de realimentación negativa. ¿Cuál es el nuevo valor de la ganancia en dB? ¿Cuáles son los nuevos valores de f_1', f_2' y D'?



Circuito para el Prob. 16-10.

16-9 Un amplificador utiliza el 10% de realimentación negativa de voltaje con entrada en paralelo. Los datos para el amplificador en malla abierta son: A_v es 30, la resistencia de entrada es de 4000 Ω, la resistencia de salida es de 200 Ω, y la distorsión es del 15%. ¿Cuáles son los valores de estos cuatro parámetros con la realimentación?

16-10 Cada amplificador tiene una resistencia de entrada de 10 kΩ, una ganancia de 50, y una resistencia de salida de 10 kΩ. Se agrega un lazo de realimentación del 8% a cada etapa.

La etapa A tiene realimentación de voltaje con entrada en paralelo. La etapa B tiene realimentación de corriente con entrada en serie. La etapa C tiene realimentación de voltaje con entrada en serie. Cuando las tres etapas se conectan en cascada con la fuente E_s de 10 mV, ¿cuál es el voltaje a través de R_L?

17 El amplificador operacional

Se detallan las características y propiedades del amplificador operacional (Sec. 17-1). Uno de los dos circuitos amplificadores básicos es el amplificador inversor (Sec. 17-2) y el otro es el amplificador no inversor (Sec. 17-3). Se presentan los circuitos derivados básicos como: el seguidor de voltaje, el sumador inversor, el sumador no inversor y el sustractor.

Sección 17-1 El amplificador operacional ideal

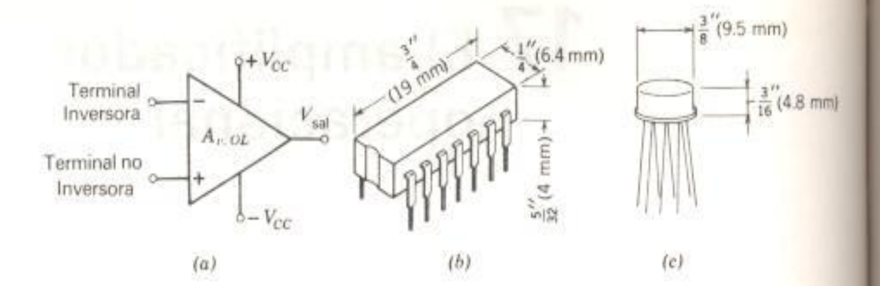
En la Sec. 12-7 consideramos el circuito básico del amplificador operacional (Fig. 12-11) como una aplicación del amplificador diferencial. El amplificador operacional práctico (AO) utiliza este circuito básico, pero también incluye algunos transistores adicionales para proporcionar estabilidad mediante circuitos realimentados. En este capitulo consideramos al circuito AO completo como una "caja negra" (Fig. 17-1*a*).

El AO es un dispositivo disponible en muchas diferentes formas de encapsulado. Los arreglos más comunes son los tres tipos mostrados en la Fig. 17-1: el DIP, el encapsulado TO-5 y el plano. Muchos AOs están disponibles en alguno de los diferentes arreglos de encapsulado.

La "caja negra" mostrada en la Fig. 17-1*a* tiene cinco terminales. El amplificador operacional común requiere de ambas conexiones, una para la fuente de alimentación positiva ($+V_{CC}$), y la otra, para la fuente de alimentación negativa ($-V_{CC}$). El retorno común (tierra) requerido para las dos fuentes de alimentación se obtiene del sistema de circuitos externo. Hay una terminal de salida de la señal (V_{sal}). Como señalamos en la Sec. 12-7, hay dos terminales de entrada: la terminal de la entrada inversora (−) y la terminal de la entrada no inversora (+). La polaridad relativa de la terminal de salida es positiva (+) aunque no se ha señalado.

El AO ideal tiene las siguientes caracteristicas

1. La ganancia de voltaje de malla abierta $A_{v,\,OL}$ del AO es extremadamente alta y en forma ideal se aproxima a infinito.
2. *La resistencia intrínseca de entrada* r_i, medida entre la terminal inversora y la no inversora, es en extremo alta y en forma ideal se aproxima a un circuito abierto (cantidad infinita de ohms).
3. *La resistencia intrínseca de salida* r_o, vista hacia atrás en la terminal de salida, es muy baja y en forma ideal se aproxima a cero ohms.



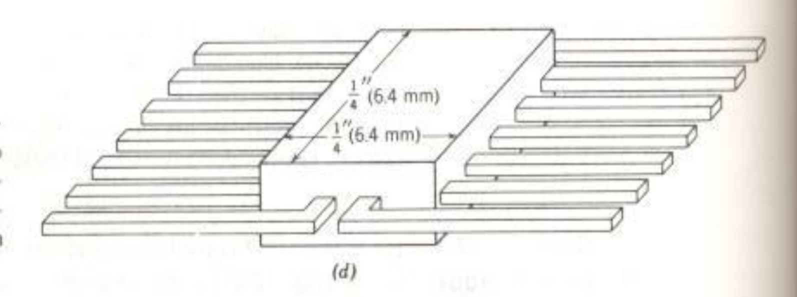


Fig. 17-1 El AO. (*a*) Símbolo de circuito y conexiones. (*b*) Encapsulado de doble línea (DIP). (*c*) Cubierta TO-5 de ocho terminales. (*d*) Encapsulado plano. (Las dimensiones sólo son aproximadas.)

Si se coloca una señal de entrada V_i a través de las terminales de entrada del OA (Fig. 17-2*a*), se requiere un punto central para proporcionar el retorno a tierra. Cuando se reduce V_i a cero, ambas terminales (+ y −) están al potencial de la tierra. El AO ideal está perfectamente balanceado y el voltaje de salida V_{sal} es cero. Esta condición ubica al punto C en el origen de la característica de transferencia (Fig. 17-2*b*). Cuando V_i se incrementa desde cero, con la polaridad mostrada en el circuito, el voltaje en la salida aumenta en forma lineal en la dirección positiva. La máxima salida de voltaje positiva que se puede obtener del AO es $+V_{sal,\,sat}$, punto *B*. Por otra parte, cuando la polaridad de V_i se invierte, el AO alcanza una saturación negativa, $-V_{sal,\,sat}$ en el punto *A*.

Los valores máximos posibles de $+V_{sal}$ y $-V_{sal}$ son comúnmente de 2 V menos que los voltajes de alimentación, $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$. La pendiente de la característica de transferencia del punto *A* al punto *B* es la ganancia de malla abierta del AO, $A_{v,OL}$.

Ejemplo 17-1

Las especificaciones del fabricante del μA741C AO de propósito general establecen que los valores de saturación de V_{sal} son $\pm$ 13 V cuando los voltajes de alimentación son $\pm$ 15 V. La ganancia de voltaje diferencial para señal grande A_{VD} es típicamente 200 V/mV con un valor mínimo de 20 V/mV. Determine los valores típicos y mínimos de $A_{v,\,OL}$ así como los valores correspondientes de V_i requeridos para saturar el AO.

Solución

A_{VD} está especificada con las unidades de volts/milivolts, mientras que la definición de ganancia de voltaje de la Ec. 7-1*a* requiere que tanto el voltaje de la salida como el de la entrada tengan las mismas unidades. Si cambiamos A_{VD} a volts/volts o milivolts/milivolts, obtenemos los valores requeridos para $A_{v,\,OL}$.

$$200\frac{\text{V}}{\text{mV}} = \frac{200 \times 1000}{1}\frac{\text{mV}}{\text{mV}} = \frac{200}{0.001}\frac{\text{V}}{\text{V}} = \mathbf{200{,}000}\ A_{v,OL}\ \text{típico}$$

y

$$20\,\frac{\text{V}}{\text{mV}} = \frac{20 \times 1000}{1}\frac{\text{mV}}{\text{mV}} = \frac{20}{0.001}\frac{\text{V}}{\text{V}} = \mathbf{20{,}000}\ A_{v,OL}\ \text{mínimo}$$

La especificación para la saturación de la salida del AO es de ± 13 V. Por lo tanto, de la Fig. 17-2*b*, el valor máximo de pico-a-pico de salida sin distorsión V_{sal} es 26 V. Para salidas mayores, se presenta la saturación del AO. Así que, para el valor típico, la señal de entrada correspondiente que se requiere para saturar el AO es

$$V_{i,\,p\text{-}p} = \frac{V_{\text{sal, sat, }p\text{-}p}}{A_{v,OL}} = \frac{26}{200\ 000} = 0.00013\ V_{p\text{-}p} = \mathbf{130\,\mu\ V_{p\text{-}p}} \qquad (7\text{-}1a)$$

y para el valor mínimo

$$V_{i,\,p\text{-}p} = \frac{V_{\text{sal, sat, }p\text{-}p}}{A_{v,\,OL}} = \frac{26}{200\ 000} = 0.0013\ V_{p\text{-}p} = \mathbf{1.3\ mV_{p\text{-}p}} \qquad (7\text{-}1a)$$

El costo del AO μA741C es menor de $1. Hay AOs disponibles de muy alta ganancia y con estabilización por chopper (troceador) con precios de cerca de $50 cada uno o más que proporcionan una ganancia mínima de malla abierta de 140 dB ($A_{v,\,OL} = 10^7$).

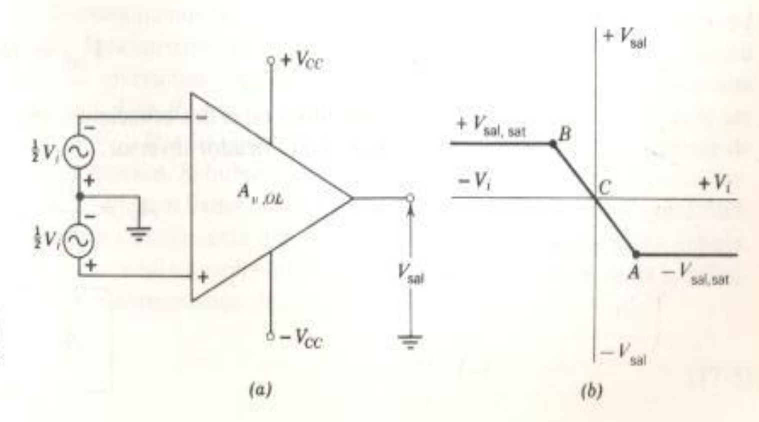


Fig. 17-2 Saturación del AO. (*a*) Circuito. (*b*) Característica de transferencia.

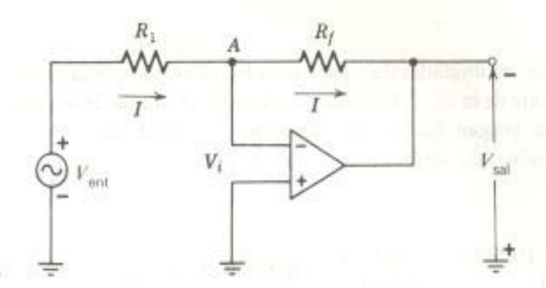


Fig. 17-3 El amplificador inversor.

Sección 17-2 El amplificador inversor

El amplificador inversor, Fig. 17-3, tiene conectada a tierra la terminal no inversora (+). Una resistencia R_1 conecta la señal de entrada a la entrada inversora. Se conecta una resistencia de realimentación. R_f de la salida hacia la entrada inversora. Al principio puede parecer que hay una inconsistencia en las marcas de polaridad. Debemos recordar que las marcas (−) y (+) en el AO solamente designan cuál terminal es la entrada inversora (*I*) y cuál es la entrada no inversora (*NI*).

La polaridad de V_i se determina por la polaridad del voltaje de entrada del circuito V_{ent}. La polaridad de V_{sal} es la inversa de la polaridad de V_{ent}. En consecuencia, este circuito da una inversión de 180° de fase a la señal. Hemos colocado las notaciones de polaridad en V_{ent} y V_{sal} en forma convencional para mostrar las direcciones relativas de la corriente.

Si el AO es ideal, la magnitud de V_i es cero, asimismo, su resistencia de entrada r_i es extremadamente alta (un circuito abierto). Por lo que la corriente de entrada al AO es cero. Por lo tanto, el punto de suma *A*, está idealmente al potencial de tierra. El voltaje a través de $(R_1 + R_f)$ es $V_{ent} + V_{sal}$ y fluye una corriente *I* de la terminal de entrada a la de salida y dentro del AO. Puesto que V_i se supuso cero.

$$V_{sal} = -IR_f$$

y

$$V_{ent} = IR_1$$

Si dividimos estas dos ecuaciones, obtenemos la ecuación para la ganancia del amplificador inversor.

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{-IR_f}{IR_1}$$

$$\boxed{A_v = -\frac{R_f}{R_1}} \qquad (17\text{-}1)$$

Ahora vamos a examinar este circuito desde el punto de vista de un amplificador con realimentación negativa. Puesto que V_{sal} es $(-)$ y V_{ent} es $(+)$, tenemos realimentación negativa. La ecuación fundamental de la realimentación desarrollada en el Cap. 16 es

$$A'_v = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} \tag{16-1}$$

En este capítulo A_v, la ganancia de malla abierta, será denominada $A_{v,OL}$. Asimismo, puesto que estamos interesados solamente en la realimentación negativa, cambiaremos el signo $(-)$ por un signo $(+)$. Indicaremos la inversión de fase del amplificador colocando un signo $(-)$ antes de la ecuación de la ganancia. Para conservar esta discusión de acuerdo con la práctica convencional, utilizaremos A_v en lugar de A'_v. Ahora la Ec. 16-1 se convierte en

$$A_v = -\frac{A_{v,OL}}{1 + \beta_f A_{v,OL}} \tag{17-2}$$

Cuando cada término en la Ec. 17-2 se divide entre $A_{v,OL}$, tenemos

$$A_v = -\frac{1}{\dfrac{1}{A_{v,OL}} + \beta_f} \tag{17-3}$$

Puesto que

$$\frac{1}{A_{v,OL}} \ll \beta_f$$

La Ec. 17-3 se convierte en

$$A_v = -\frac{1}{\beta_f} \tag{17-4}$$

Si examinamos la Fig. 17-3, decimos que V_{ent} produce una corriente I en R_1. Esta corriente fluye a través de R_f y produce un voltaje V_{sal} igual a IR_f. Si invertimos esta lógica, podemos decir que V_{sal} produce una corriente I en R_f que produce una caída de voltaje en R_1 que debe ser igual a V_{ent}. Por lo tanto, el voltaje de salida produce una corriente de realimentación. Si hubiéramos utilizado la técnica desarrollada en la Sec. 16-5, podríamos haber observado en el circuito de la Fig. 17-3 y establecido que era obviamente una realimentación de corriente y no de voltaje. Así que inmediatamente hubiéramos podido escribir a partir de la definición de realimentación de corriente que

$$\beta_f = \frac{R_1}{R_f} \tag{17-5}$$

y luego de la Ec. 17-4 podríamos haber escrito la ecuación de la ganancia de malla cerrada como

$$A_v = -\frac{1}{\beta_f} = -\frac{R_f}{R_1} \qquad (17\text{-}1)$$

Ejemplo 17-2

Un AO μA741C se utiliza en el circuito de la Fig. 17-4. Determine el voltaje de salida:

Caso I Para el AO ideal.
Caso II Para $A_{v,OL}$ = 200 000 (el valor típico).
Caso III Para $A_{v,OL}$ = 20 000 (el valor mínimo).

¿Qué errores se cometen al suponer que el AO es ideal?

Solución

Caso I Si el AO es ideal, la ganancia es

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{R_f}{R_1} = -\frac{100\ 000\ \Omega}{10\ 000\ \Omega} = -10 \qquad (17\text{-}1)$$

y

$$V_{sal} = A_v V_{ent} = -10 \times 0.20 = \mathbf{-2.00\ V}$$

Caso II Si el AO tiene una ganancia de 200 000

$$A_v = -\frac{1}{\dfrac{1}{A_{v,OL}} + \beta_f} = -\frac{1}{\dfrac{1}{A_{v,OL}} + \dfrac{R_1}{R_f}}$$

$$= -\frac{1}{\dfrac{1}{200{,}000} + \dfrac{10{,}000\ \Omega}{100{,}000\ \Omega}} = -9.9995 \qquad (17\text{-}3)$$

y

$$V_{sal} = -A_v V_{ent} = -9.9995 \times 0.20 = \mathbf{-1.9999\ V}$$

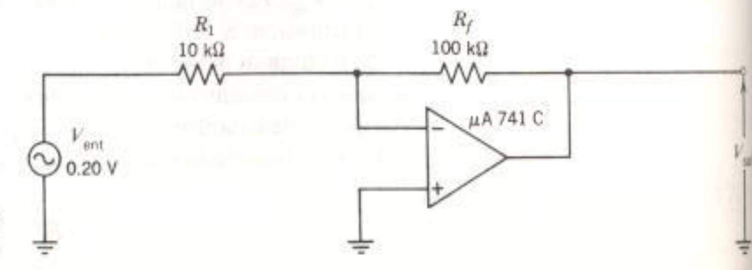


Fig. 17-4 El amplificador inversor con valores numéricos.

$$V_{out} = -A_v V_{in} = -9.9995 \times 0.20 = \mathbf{-1.9999\ V}$$

Caso III Si el AO tiene una ganancia de 20 000

$$A_v = -\frac{1}{\dfrac{1}{A_{v,OL}} + \dfrac{R_1}{R_f}} = -\frac{1}{\dfrac{1}{20,000} + \dfrac{10,000}{100,000}} = -9.995 \quad (17\text{-}3)$$

y

$$V_{sal} = -A_v V_{ent} = -9.995 \times 0.20 = \mathbf{-1.999\ V}$$

Si el AO realmente tiene una ganancia de 200 000, el error es de

$$2.00 - 1.9999 = 0.0001\ V = \mathbf{100\ \mu V}$$

o

$$\frac{0.0001}{2.00} \times 100 = 0.005 \text{ de } \%$$

Si el AO realmente tiene una ganancia de 20 000, el error es

$$2.00 - 1.999 = 0.001\ V = \mathbf{1\ mV}$$

o

$$\frac{0.001}{2.00} \times 100 = 0.05 \text{ de } \%$$

Este ejemplo muestra que el error cometido al suponer que el AO es ideal es mucho menor que la precisión de las resistencias utilizadas para formar la red de realimentación de R_f y R_1. Consecuentemente, en todos los casos futuros supondremos que el AO es ideal y derivaremos la ecuación para A_v por medio del método más simple.

Problemas

17-2.1 Si R_f es de 1 MΩ y R_1 de 10 kΩ, calcule la ganancia y el error cometido al suponer que el AO es ideal. Utilice los datos del AO del Ej. 17-2.

17-2.2 Utilice los datos proporcionados en el Ej. 17-2. Suponga que el AO es ideal. Si R_f y R_1 son resistencias con un ± 10% de tolerancia, ¿cuáles son las posibles variaciones en la salida con respecto al ideal?

17-2.3 Repita el Prob. 17-2.2 si las resistencias tienen una tolerancia del ± 5%.

17-2.4 Repita el Prob. 17-2.2 si las resistencias tienen una tolerancia del ± 1%.

17-2.5 Repita el Prob. 17-2.2 si las resistencias tienen una tolerancia del ± 0.1%.

Sección 17-3 Otros circuitos básicos con amplificador operacional

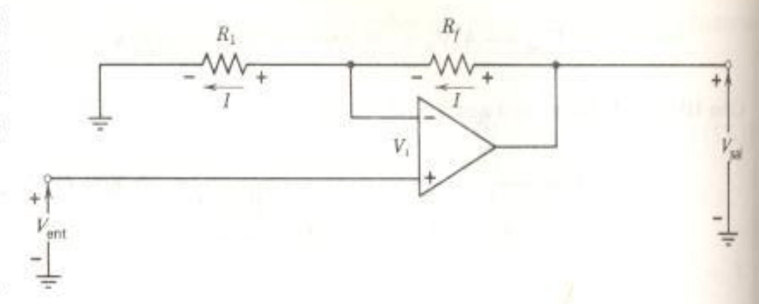


Fig. 17-5 El amplificador no inversor.

El amplificador no inversor En la Fig. 17-5 se muestra el circuito para el *amplificador no inversor*. Una inspección del circuito muestra que la polaridad de V_{sal} es la misma que la de V_{ent}; esto es, V_{sal} está en fase con V_{ent}. La dirección de la corriente I a través de R_f y R_1 se muestra en el diagrama. Ahora ponemos marcas de polaridad en R_1 y en R_f. El voltaje de entrada al amplificador operacional V_i es cero (en el caso ideal). Si expresamos V_i como la diferencia entre los dos voltajes de entrada V_{ent} y IR_1, tenemos

$$V_i = V_{ent} - IR_1 = 0$$

o

$$V_{ent} = IR_1$$

El voltaje de salida es

$$V_{sal} = I(R_1 + R_f)$$

Dividiendo las dos ecuaciones, se obtiene la ganancia A_v,

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{I(R_1 + R_f)}{IR_1}$$

Luego

$$A_v = \frac{V_{ent}}{V_{sal}} = \frac{R_1 + R_f}{R_1}$$

$$\boxed{A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}} \quad (17\text{-}6)$$

Un examen del circuito de la Fig. 17-5 muestra que éste presenta realimentación negativa de voltaje. De la técnica que desarrollamos en la Sec.

16-5, la realimentación es

$$\beta_f = -\frac{R_1}{R_1 + R_f} \tag{16-7}$$

En el desarrollo de la Ec. 17-4 mostramos que

$$A_v = -\frac{1}{\beta_f} \tag{17-4}$$

Por lo que tenemos directamente

$$A_v = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \tag{17-7}$$

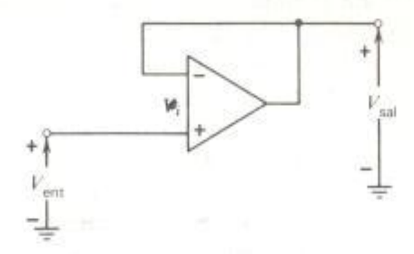


Fig. 17-6 El seguidor de voltaje.

El seguidor de voltaje En la Fig. 17-6 se muestra el circuito del *seguidor de voltaje*. Una inspección de este circuito nos muestra que V_{sal} está en fase con V_{ent}. Así que si V_i es cero, V_{ent} debe ser idéntico a V_{sal}.

$$V_i = V_{ent} - V_{sal} = 0$$

o

$$\boxed{V_{sal} = V_{ent}} \tag{17-8}$$

La resistencia de entrada al seguidor de voltaje es idealmente infinita (un circuito abierto) y la resistencia de salida es idealmente cero. Este circuito con ganancia unitaria se utiliza con frecuencia para hacer a la impedancia de la fuente independiente de la resistencia de carga. El circuito se llama *amplificador aislador* cuando se utiliza para este objetivo.

El sumador inversor En la Fig. 17-7 se muestra el circuito del *sumador inversor*. Las conexiones al amplificador muestran que hay inversión de fase en el amplificador.

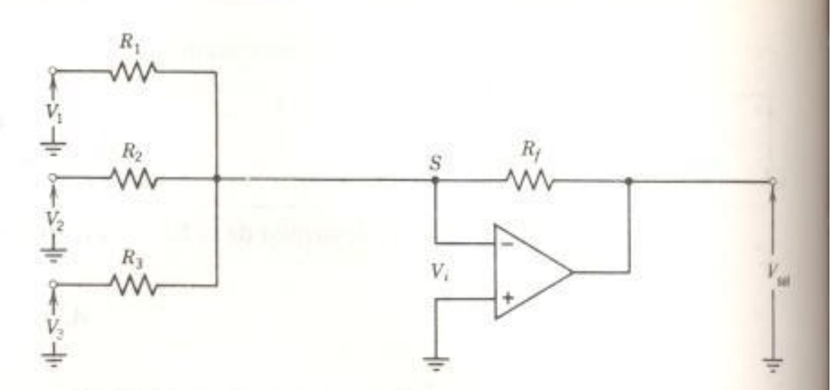


Fig. 17-7 El sumador inversor.

Derivaremos la ecuación para el voltaje de salida utilizando el teorema de superposición.

En el amplificador ideal, V_i es cero (OV). Puesto que la entrada no inversora (+) está conectada directamente a tierra y puesto que V_i es cero (OV), el voltaje del punto S, el punto de suma, a tierra debe ser OV. Por lo tanto, el punto S esta efectivamente al potencial de tierra. Llamamos al punto S *tierra virtual* para describir esta condición. La corriente en R_1 es producida por V_1 solamente. La corriente en R_1 no es afectada por V_2, R_2, V_3 o R_3. La salida V_{sal} es solamente la suma de los voltajes de salida producidos por cada uno de V_1, V_2 y V_3 en forma independiente. Podemos escribir inmediatamente.

$$V_{sal_1} = -\frac{R_f}{R_1}V_1$$

$$V_{sal_2} = -\frac{R_f}{R_2}V_2$$

y

$$V_{sal_3} = -\frac{R_f}{R_3}V_3$$

Por el teorema de superposición, el voltaje de salida es la suma de los voltajes de salida producidos por los voltajes individuales de entrada.

$$V_{sal} = V_{sal_1} + V_{sal_2} + V_{sal_3}$$

Luego

$$\frac{V_{sal}}{R_f} = -\frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_3}{R_3}$$

Resolviendo para V_{sal}, tenemos

$$V_{sal} = -R_f\left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right] \qquad (17\text{-}9a)$$

o

$$V_{sal} = -\left[\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2 + \frac{R_f}{R_3}V_3\right] \qquad (17\text{-}9b)$$

La naturaleza de la Ec. 17-9*b* muestra el porqué a este circuito se le llama con frecuencia un *sumador escalador*.

Una aplicación de este circuito es su uso como *mezclador de audio*. Se utilizan tres micrófonos como las entradas a V_1, V_2 y V_3. La salida combinada es $-V_{sal}$. Otra aplicación es para un circuito de control. Tres señales de control que varían de manera continua se alimentan en V_2, V_2 y V_3. Cada entrada de control se multiplica por un factor diferente y la combinación de las señales ponderadas en la salida.

Si las tres resistencias en la entrada son iguales

$$R_1 = R_2 = R_3 = R$$

la salida se convierte en

$$V_{sal} = -\frac{R_f}{R}(V_1 + V_2 + V_3) \qquad (17\text{-}10)$$

y si R_f también es igual a R,

$$V_{sal} = -(V_1 + V_2 + V_3) \qquad (17\text{-}11)$$

Si este circuito tiene n entradas y todas las resistencias tienen el valor R,

$$V_{sal} = -\frac{R_f}{R}(V_1 + V_2 + \cdots + V_n) \qquad (17\text{-}12)$$

Si cada resistencia de entrada tiene el valor R y, si con n entradas

$$R_f = \frac{R}{n}$$

La Ec. 17-12 se convierte en

$$V_{sal} = -\frac{\left(\frac{R}{n}\right)}{R}(V_1 + V_2 + \cdots + V_n)$$

o

$$V_{sal} = -\frac{V_1 + V_2 + \cdots + V_n}{n} \qquad (17\text{-}13)$$

El circuito representado por la Ec. 17-13 se llama un *promediador*, puesto que el voltaje de salida es el valor promedio de los voltajes de entrada.

El sumador no inversor

En la Fig. 17-8 se muestra el circuito del *sumador no inversor*. El punto de suma S en la Fig. 17-8 no es una tierra virtual. Sería una tierra virtual sólo si la entrada no inversora (+) estuviera al potencial de tierra. Por lo tanto, cuando consideramos V_1 para el teorema de superposición y ponemos en cortocircuito V_2, el voltaje aplicado a la terminal no inversora (+) del AO se determina por la regla del divisor de tensión.

$$\frac{R_B}{R_A + R_B} V_1$$

y el voltaje de salida resultante debido a V_1 es

$$V_{\text{sal}_1} = \left(\frac{R_B}{R_A + R_B} V_1\right)\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)$$

En forma similar, el voltaje en la terminal no inversora (+) del AO producido por V_2 cuando V_1 está en cortocircuito es

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} V_2$$

y el voltaje de salida resultante debido a V_2 es

$$V_{\text{sal}_2} = \left(\frac{R_A}{R_A + R_B} V_2\right)\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)$$

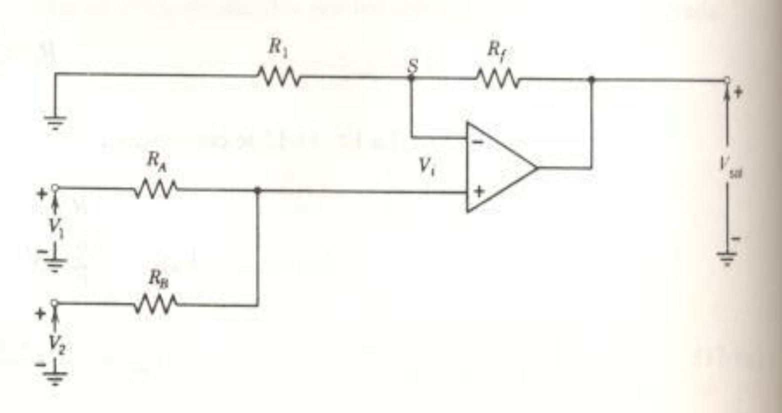


Fig. 17-8 El sumador no inversor.

Por lo que combinando los resultados de acuerdo al teorema de superposición, tenemos

$$V_{sal} = V_{sal_1} + V_{sal_2}$$

$$= \left(\frac{R_B}{R_A + R_B} V_1\right)\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) + \left(\frac{R_A}{R_A + R_B} V_2\right)\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)$$

Agrupando los términos, tenemos

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)\left(\frac{R_B V_1 + R_A V_2}{R_A + R_B}\right) \qquad (17\text{-}14)$$

Si $R_A = R_B$

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)\frac{V_1 + V_2}{2} \qquad (17\text{-}15)$$

El sustractor En la Fig. 17-9 se muestra el circuito del *sustractor*. Si utilizamos el teorema de superposición, encontramos que

$$V_{sal} = V'_{sal} + V''_{sal}$$

donde V'_{sal} es la salida producida por V_1 y V''_{sal} es la salida producida por V_2. Por la Ec. 17-1

$$V'_{sal} = A_v V_{ent} = -\frac{R_f}{R_1} V_1$$

y por la Ec. 17-6

$$V''_{sal} = A_v V_{ent} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_2$$

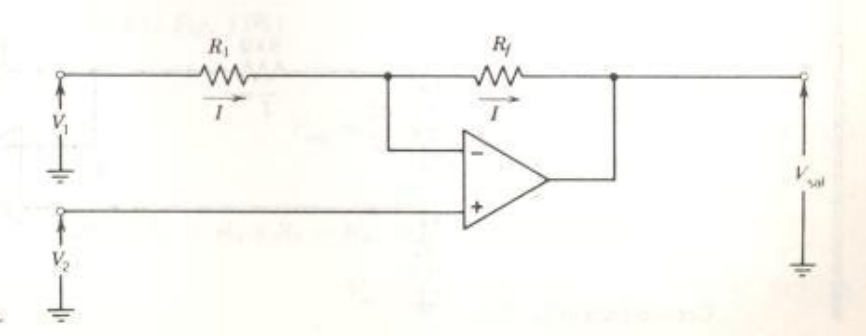


Fig. 17-9 El sustractor.

Luego

$$V_{sal} = V'_{sal} + V''_{sal} = -\frac{R_f}{R_1}V_1 + \left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)V_2$$

o

$$V_{sal} = \left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)V_2 - \frac{R_f}{R_1}V_1 \quad (17\text{-}16)$$

Ejemplo 17-3

Encuentre el valor de V_{sal} obtenido del circuito dado.

Solución

Si consideramos el método del teorema de superposición, la ganancia del AO como amplificador inversor es

$$A_v = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{10{,}000\ \Omega}{5000\ \Omega} = -2 \quad (17\text{-}1)$$

y el voltaje de salida producido por V_1 es

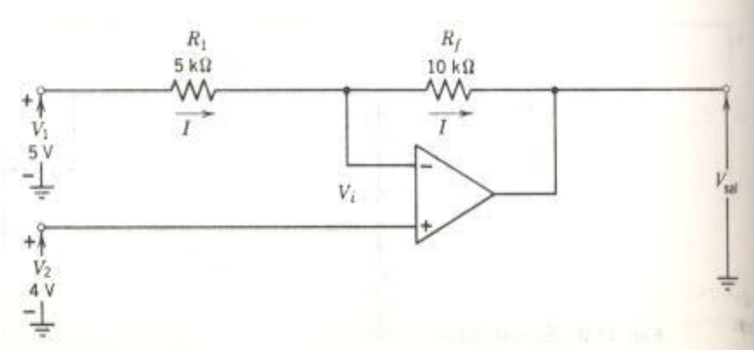
$$V_{sal_1} = A_v V_1 = (-2)(+5) = -10\ \text{V}$$

Si consideramos la otra entrada al circuito, por el teorema de superposición, la ganancia del circuito como amplificador no inversor es

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{10{,}000\ \Omega}{5{,}000\ \Omega} = 3 \quad (17\text{-}6)$$

y el voltaje de salida producido por V_2 es

$$V_{sal_2} = A_v V_2 = (3)(4) = 12\ \text{V}$$



Circuito para el Ej. 17-3

El voltaje real de la salida sumando los valores parciales es

$$V_{sal} = V_{sal_1} + V_{sal_2} = -10 + 12 = +2\ \mathrm{V}$$

Si sustituimos directamente en la Ec. 1-16, tenemos

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)V_2 - \frac{R_f}{R_1}V_1 = \left(1 + \frac{10{,}000\ \Omega}{5{,}000\ \Omega}\right)4 - \frac{10{,}000\ \Omega}{5{,}000\ \Omega}5 = +2\ \mathrm{V}$$

Si tomamos los valores numéricos para las componentes del circuito utilizado en el Ej. 17-3 y los colocamos en la Ec. 17-16, tenemos

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{10{,}000\ \Omega}{5{,}000\ \Omega}\right)V_2 - \frac{10{,}000\ \Omega}{5{,}000\ \Omega}V_1$$

o

$$V_{sal} = 3V_2 - 2V_1$$

Ahora ésta es la *ecuación* para el circuito del Ej. 17-3. V_1 y V_2 fueron valores de voltaje en el Ej. 17-3. Podrían ser también formas de onda. En este caso, multiplicaríamos por 2 la amplitud de la forma de onda de V_1 y la restaríamos punto a punto de la forma de onda obtenida al multiplicar por 3 la amplitud de V_2.

Tomemos este circuito básico y hagamos que realice la función

$$V_{sal} = V_2 - V_1$$

Debemos reducir V_2 por 1/3 y V_1 por 1/2. Así que colocamos divisores de voltaje en las entradas del circuito para lograr estas reducciones. Un método de cumplir con este requisito se muestra en la Fig. 17-10. Los valores numéricos se han colocado en los diferentes puntos del circuito para mostrar cómo se realiza la substracción. Note en la Fig. 17-10 que R_1 (5000 Ω) debería reducirse por 50 Ω que es el valor de 100 Ω en paralelo con 100 Ω, si se requiere mayor precisión.

Otros tipos de circuitos substractores se muestran en las Figs. 17-11 y 17-12.

Para la Fig. 17-11

$$V_{sal} = \frac{R_f}{R_1}\left[\frac{1 + \dfrac{R_1}{R_f}}{1 + \dfrac{R_A}{R_B}}V_2 - V_1\right] \qquad (17\text{-}17)$$

Cuando $R_1 = R_A$ y $R_f = R_B$, la Ec. 17-17 se reduce a

$$V_{sal} = \frac{R_f}{R_1}[V_2 - V_1] \qquad (17\text{-}18)$$

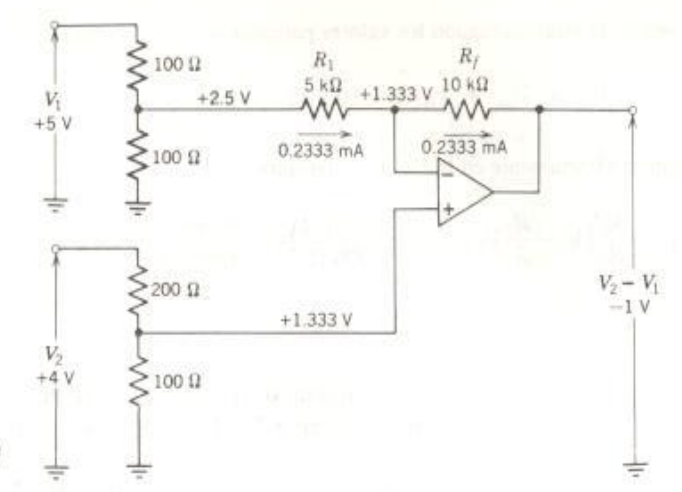


Fig. 17-10 Circuito que realiza $V_{sal} = V_2 - V_1$.

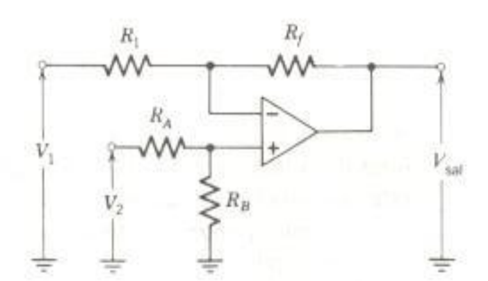


Fig. 17-11 Circuito substractor.

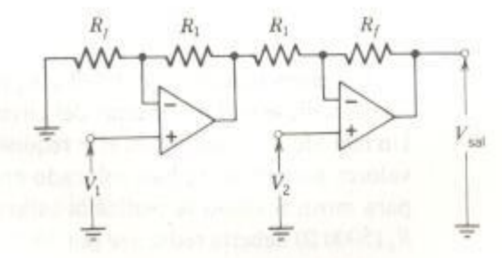


Fig. 17-12 Circuito substractor.

Para la Fig. 17-12 $$V_{sal} = \left[1 + \frac{R_f}{R_1}\right](V_2 - V_1) \tag{17-19}$$

Problemas

17-3.1 R_f es de 100 kΩ en el amplificador no inversor (Fig. 17-5). Si V_{en} es 0.2 V, trace una curva para V_{sal} para un intervalo de valores de R_1 de 5 kΩ a 100 kΩ.

17-3.2 Se requiere un sumador inversor para realizar la función

$$-V_{sal} = 6V_1 + 4V_2 + 3V_3$$

Si R_f es de 150 kΩ, encuentre R_1, R_2 y R_3.

17-3.3 Si la salida debe ser

$$V_{sal} = 6V_1 + 4V_2 + 3V_3$$

y R_f es de 330 kΩ, determine el circuito requerido y sus componentes. Utilice un sumador inversor en cascada con un amplificador inversor.

17-3.4 Si la salida debe ser

$$-V_{sal} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

determine las componentes del circuito si R_f es de 120 kΩ. Utilice el circuito sumador inversor.

17-3.5 En un sumador no inversor, R_f es de 100 kΩ. Encuentre el circuito requerido para tener la salida

$$V_{sal} = V_1 + V_2$$

17-3.6 Un substractor se utiliza para realizar

$$V_{sal} = 3V_2 - 2V_1$$

Si R_f es de 100 kΩ. Encuentre las componentes requeridas para el circuito de la Fig. 17-9. Encuentre las componentes requeridas para el circuito 17-11 si R_B es de 10 kΩ.

17-3.7 Repita el Prob. 17-3.6 si la ecuación requerida es

$$V_{sal} = 2V_1 - 3V_2$$

Pueden requerirse varias etapas en cascada

17-3.8 Repita el Prob. 17-3.6 si la ecuación requerida es

$$V_{sal} = 3V_1 - 5V_2$$

17-3.9 Derive la Ec. 17-17.

17-3.10 Derive la Ec. 17-18.

17-3.11 Derive la Ec. 17-19.

17-3.12 Derive la ecuación para V_{sal}. ¿Cuál es V_o si $R_1 = R_2 = R_3$?

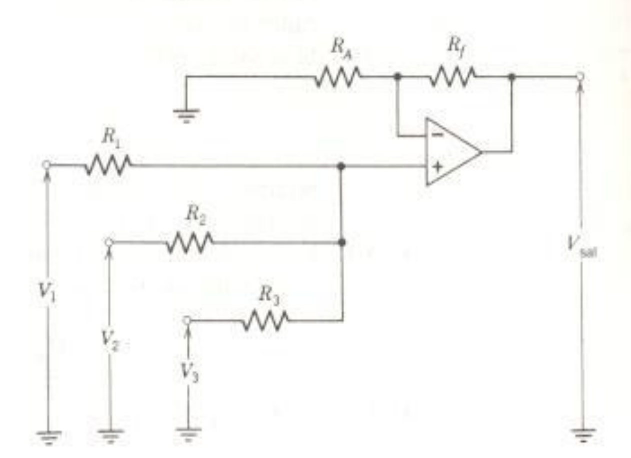
Problemas adicionales

Sugerencia: Utilice los valores pico y luego sume las formas de onda punto a punto.

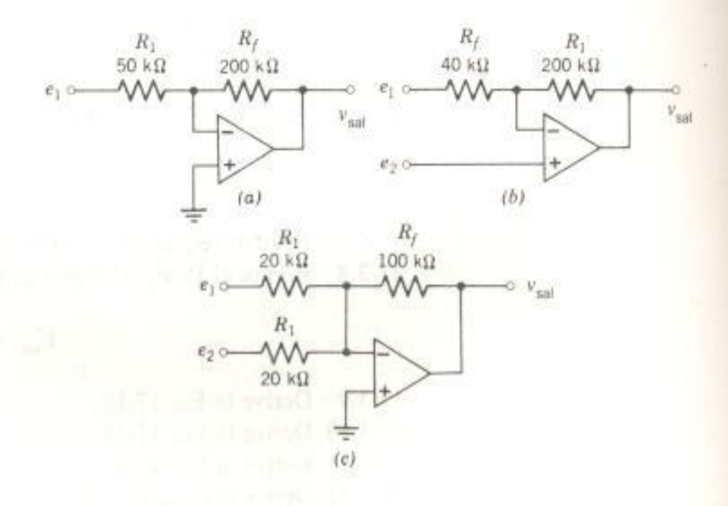
17-1 Utilice la forma de onda de la Fig. 17-13*g* para e_1 y la forma de onda de la Fig. 17-13*h* para e_2 en cada uno de los circuitos de las Figs. 17-13*a* a la 17-13*f* y determine V_{sal}.

17-2 Utilice la forma de onda de la Fig. 17-13*h* para e_1 y la forma de onda de la Fig. 17-13*i* para e_2 en cada uno de los circuitos de la Fig. 17-13*a* a la 17-13*f* y determine V_{sal}.

17-3 Utilice la forma de onda de la Fig. 17-13*i* para e_1 y la forma de onda de la Fig. 17-13*j* para e_2 en cada uno de los circuitos de la Fig. 17-13*a* a la 17-13*f* y determine V_{sal}.



Circuito para el Prob. 17-3.12



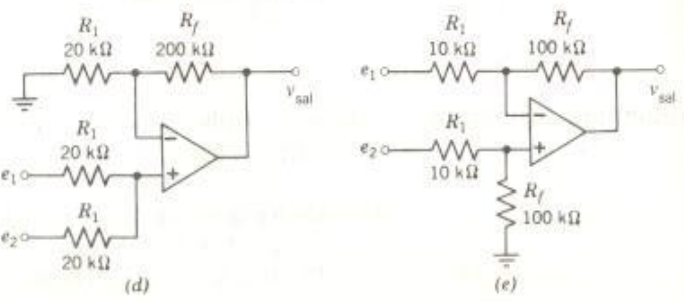
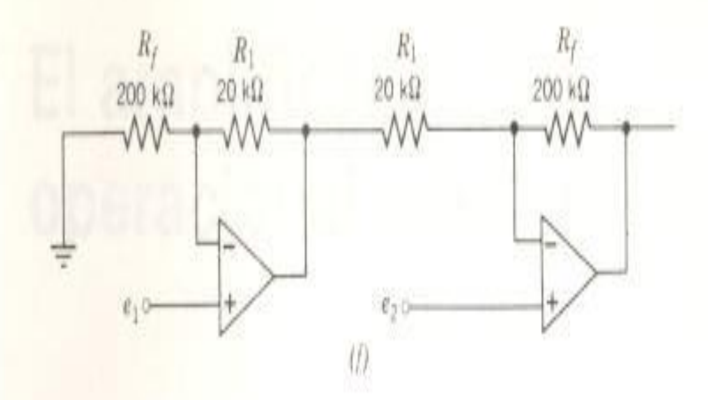


Fig. 17-13 Circuitos (*a*), (*b*), (*c*), (*d*) y (*e*) para los Problemas Adicionales del Cap. 17.



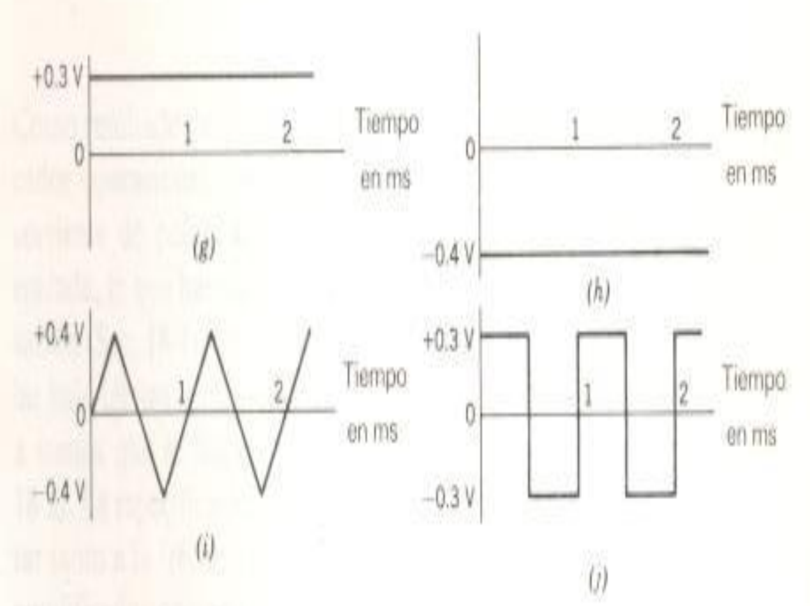


Fig. 17-13 Circuito (*f*) y formas de onda (*g*), (*h*), (*i*) y (*j*) para los Problemas Adicionales del Cap. 17.

18 El amplificador operacional práctico

Como resultado de los desequilibrios internos en los circuitos del amplificador operacional, encontramos que hay un voltaje de desajuste, una corriente de polarización de entrada y una corriente de desajuste de entrada, lo que hace que con frecuencia requiera de circuitos de compensación (Sec. 18-1). Un amplificador operacional de precisión puede oscilar bajo ciertas condiciones de ganancia y frecuencia de la señal aplicada a menos que se haga una compensación en frecuencia adecuada (Sec. 18-2). La especificación de la rapidez de excursión (slew-rate) puede limitar tanto a la frecuencia como al nivel de la señal de salida posible de un amplificador operacional (Sec. 18-3).

Sección 18-1 Características del amplificador operacional no ideal

En la Fig. 18-1 se muestran las conexiones a las terminales de algunos amplificadores operacionales típicos. El AO μA74IC es una unidad de propósito general tipo comercial. El μA741M es la versión que cumple especificaciones militares. El μA777C es un AO de tipo comercial de alta capacidad. El μA777M es la versión que guarda especificaciones militares. La Tabla 18-1 compara las clasificaciones de estos cuatro AO en detalle.

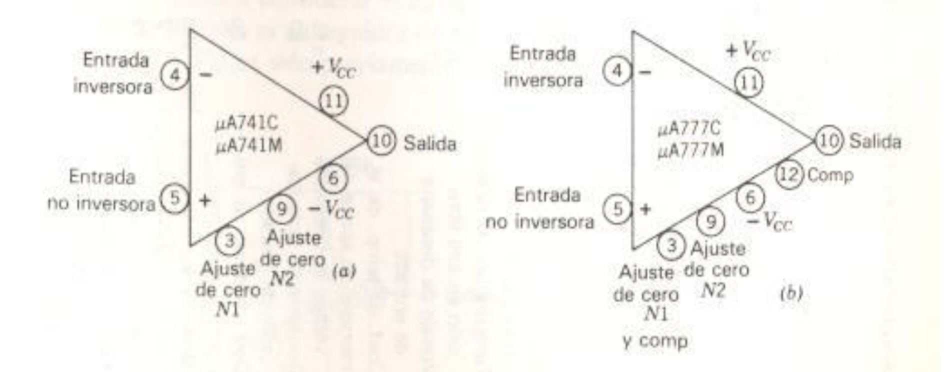


Fig. 18-1 Conexiones para algunos amplificadores operacionales típicos con encapsulado de 14 terminales en doble línea (DIP). (*a*) De propósito general. (*b*) De alta capacidad. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

Tabla 18-1 Características del funcionamiento de amplificadores operacionales típicos.

Símb. literal	Nombre	μA741C (Propósito general tipo comercial)			μA741M (Propósito general tipo militar)			μA777C (Alta capacidad tipo comercial)			μA777M (Alta capacidad) tipo militar)			Unidades
		Mín	Típico	Máx	Mín	Típico	Máx	Mín	Típico	Máx	Mín	Típico	Máx	
$\pm V_{CC}$	Voltaje de alimentación			±18			±22			±22			±22	V
	Voltaje de N_1 o N_2 a $-V_{CC}$			±0.5			±0.5			−0.5 a 2.0			−0.5 a 2.0	V
	Duración de cortocircuito en la salida		Ilimitado			Ilimitado			Ilimitado			Ilimitado		
P_D	Disipación en aire libre 25 °C			500			500			500			500	mW
T_A	Temperatura de operación en aire libre		0 a 70			−55 a 125			0 a 70			−55 a 125		°C
V_{io}	Voltaje de desajuste de entrada		1	6		1	5		0.7	5		0.5	2	mV
αV_{io}	Coef. de temp. de V_{io}								4	30		2.5	15	μV/°C
ΔV_{io}	Intervalo de ajuste del voltaje de desajuste		±15			±15								mV
I_{ib}	Corriente de polarización de entrada		80	500		80	500		25	100		8	25	nA
I_{io}	Corr. de desaj. de ent.		20	200		20	200		0.7	20		0.25	3	nA
$\alpha_{I_{io}}$	Coef. de temp. de I_{io}								20	600		6.5	150	pA/°C
$A_{v\,OL}$	Ganancia de malla abierta	20	200		50	200		25	250		50	250		V/mV
r_i	Resistencia de entrada	0.3	2		0.3	2		1	2		2	10		MΩ
r_o	Resistencia de salida		75			75			100			100		Ω
CMRR	Razón de rechazo de modo común	70	90		70	90		70	95		80	95		dB
I_{os}	Corriente de salida en corto circuito		±25	±40		±25	±40		±25			±25		mA
I_{CC}	Corriente de aliment.		1.7	2.8		1.7	2.8		1.9	3.3		1.9	2.8	mA
t_r	Tiempo de levantamiento		0.3			0.3			0.3			0.3		μs
C_i	Capacitancia de entrada		1.4			1.4			3			3		pF
SR	Rapidez de excursión		0.5*			0.5*			0.5**			0.5**		V/μs
SR									5.5***			5.5***		V/μs
	Factor de sobretiro de la rapidez de excursión		5*			5*			5**			5**		%

* $V_{ent} = 10$ V; $A_v = 1$; $R_L = 2$ kΩ; $C_L = 100$ pF.
** $V_{ent} = 20$ mV; $A_v = 1$; $R_L = 2$ kΩ; $C_L = 100$ pF; $C_C = 30$ pF (conectada N_1 a comp).
*** $V_{ent} = 10$ mV; $A_v = 10$; $R_L = 2$ kΩ; $C_L = 100$ pF; $C_C = 3.5$ pF (conectada N_1 a comp).

Forma de onda de prueba: V_{ent}; 0; Tiempo

Fuente: Cortesía de Texas Instruments Inc.

Voltaje de desajuste

En la Sec. 12-7, Fig. 12-11, se presentó el amplificador diferencial como el circuito básico del AO. Cuando las señales de entrada al amplificador diferencial son cero, su salida debería ser cero. A menos que exista un equilibrio exacto entre todas las componentes del circuito incluyendo a los transistores, habrá un pequeño *voltaje de desajuste en la salida.* Cuando se conecta un potenciómetro entre los emisores del amplificador diferencial y se alimenta con la fuente negativa su brazo móvil, se puede reducir el desequilibrio a cero. Las dos terminales utilizadas para el potenciómetro de corrección en un AO se denominan de *desajuste cero (offset-null)* N1 y N2. Comúnmente se utiliza un potenciómetro de 10 kΩ para obtener una salida cero en los AOs como el μA741 y el μA777 (Fig. 18-2).

El circuito se conecta como un seguidor de voltaje con la entrada no inversora conectada a tierra, Fig. 18-2. Se conecta un voltímetro de cd o un osciloscopio de la terminal de salida a tierra y se ajusta el potenciómetro para obtener un voltaje cero. El potenciómetro deberá ser capaz de ajustar la salida nula de un valor positivo a través de cero a un valor negativo.

Como práctica general, suponemos que el AO ha sido puesto en salida cero antes de que se le apliquen las señales al circuito.

Corriente de polarización de entrada y corriente de desajuste de entrada

En el AO ideal, la resistencia entre la entrada inversora (—) y la no inversora (+) es un circuito abierto ($\infty\Omega$) y el voltaje entre estas terminales es cero. En un AO real, el circuito interno entre las terminales inversora y no inversora puede crear corrientes pequeñas que son llamadas *corrientes de polarización de entrada* —I_{ib-} en la terminal inversora e I_{b+} en la terminal no inversora. El efecto combinado de las corrientes de polarización de entrada se llama la *corriente de desajuste de entrada* I_{ib}.

Vamos a considerar el circuito de prueba mostrado en la Fig. 18-3. Este circuito es un seguidor de voltaje con ganancia unitaria. Suponemos que el AO ha sido previamente compensado para tener un voltaje míni-

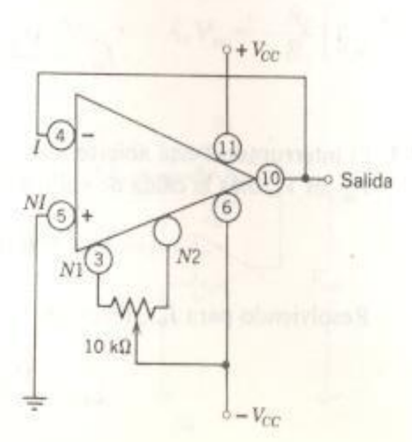


Fig. 18-2 Conexión utilizada para hacer cero la salida.

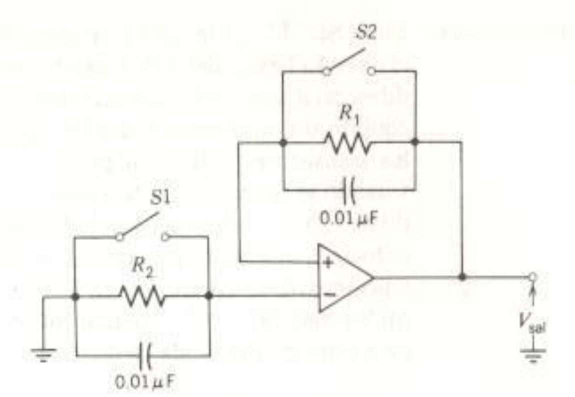


Fig. 18-3 Circuito de prueba.

mo en la salida. Se han colocado los capacitores en el circuito para eliminar los pulsos de ruido y otros efectos transitorios. R_1 es igual a R_2 y cada resistencia debe ser por lo menos de 10 MΩ.

Se realizan cuatro mediciones:

1. Los interruptores 1 y 2 están cerrados. Ahora el circuito es un seguidor de voltaje. Si hay un *voltaje de desajuste de entrada* V_{io} causado por los desequilibrios internos en la entrada, V_{io} aparecerá como un voltaje de salida V_{sal_1}, medido de la terminal de salida a tierra.

$$V_{sal_1} = V_{io}$$

2. El interruptor 1 está abierto y el 2 cerrado. Ahora el voltaje de salida V_{sal_2} es V_{io} más la caída de voltaje en R_1 producida por la corriente I_{ib+}.

$$V_{sal_2} = R_1 I_{ib+} + V_{io}$$

Resolviendo para I_{ib+}, tenemos

$$I_{ib+} = \frac{V_{sal_2} - V_{io}}{R_1}$$

3. El interruptor 2 está abierto y el 1 cerrado. Ahora el voltaje de salida V_{sal_3} es V_{io} más la caída de voltaje en R_2 producida por I_{ib-}.

$$V_{sal_3} = R_2 I_{ib-} + V_{io}$$

Resolviendo para I_{ib-}, tenemos

$$I_{ib-} = \frac{V_{sal_3} - V_{io}}{R_2}$$

4. Cuando el interruptor 1 y el 2 están abiertos, encontramos que los efectos de I_{ib+} e I_{ib-} no se equilibran. Encontramos una corriente neta en la entrada del circuito que se llama *la corriente de desajuste de entrada* I_{io} que produce el voltaje de salida V_{sal_4}.

$$V_{sal_4} = R_1 I_{io} + V_{io}$$

o

$$V_{sal_4} = R_2 I_{io} + V_{io}$$

Resolviendo para I_{io}, tenemos

$$I_{io} = \frac{V_{sal_4} - V_{io}}{R_1} = \frac{V_{sal_4} - V_{io}}{R_2}$$

Este procedimiento de prueba define los valores dados en la Tabla 18-1 para V_{io}, I_{ib}, e I_{io}. Deberá notarse que la Tabla 18-1 da valores de los coeficientes de temperatura de V_{io} e I_{io}, $\alpha_{V_{io}}$, y $\alpha_{I_{io}}$, para los AO de alta capacidad. Por lo que se puede compensar para cambios en la temperatura cuando se requiere precisión en instrumentación.

La corriente de polarización de entrada I_{ib-} se divide en la unión A, Fig. 18-4*a*. Por medio de la regla de la divisora de corriente, encontramos.

$$I_1 = \frac{R_f}{R_1 + R_f} I_{ib-}$$

y

$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_f} I_{ib-}$$

La caída de voltaje a través de R_1 es $I_1 R_1$. El circuito amplifica esta caída de voltaje por la ganancia A_v.

$$V'_{sal} = -A_v V_{ent} = -\frac{R_f}{R_1}\left[\left(\frac{R_f}{R_1 + R_f} I_{ib-}\right) R_1\right] = -R_f \frac{R_f}{R_1 + R_f} I_{ib-}$$

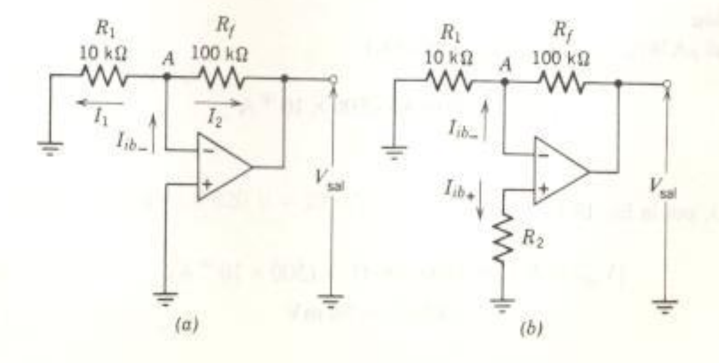


Fig. 18-4 Efectos de I_{ib} e I_{io}. (*a*) Sin compensación. (*b*) Con compensación.

La caída de voltaje a través de R_f es I_2R_f y esta caída de voltaje es el voltaje de salida V''_{sal}.

$$V''_{sal} = -I_2R_f = -\left(\frac{R_1}{R_1 + R_f} I_{ib-}\right)R_f = -R_1 \frac{R_f}{R_1 + R_f} I_{ib-}$$

El voltaje total de salida producido por la corriente de polarización de entrada I_{ib-} es

$$V_{sal} = V'_{sal} - V''_{sal} = -R_f \frac{R_f}{R_1 + R_f} I_{ib-} - R_1 \frac{R_f}{R_1 + R_f} I_{ib-} = -R_f I_{ib}$$

o

$$|V_{sal}| = R_f I_{ib-} \tag{18-1}$$

El voltaje en la unión A, V_A, causado por la corriente de polarización de entrada I_{ib-} es

$$V_A = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} I_{ib-} \tag{18-2}$$

Si llamamos R_2 al equivalente de la combinación en paralelo de R_1 y R_f,

$$V_A = R_2 I_{ib-} \tag{18-3}$$

Ejemplo 18-1

Determine el voltaje máximo a la salida producido al utilizar el AO μA741C y el AO μA777 en el circuito amplificador de la Fig. 18-4*a*.

Solución

Para el μA741C, tenemos de la Tabla 18-1

$$I_{ib,\text{máx}} = 500 \text{ nA} = 500 \times 10^{-9} \text{ A}$$

Luego, por la Ec. 18-1

$$|V_{sal}| = R_f I_{ib} = (100{,}000\ \Omega) \times (500 \times 10^{-9} \text{ A})$$
$$= 0.050 \text{ V} = \mathbf{50\ mV}$$

Para el μA777M, tenemos de la Tabla 18-1

$$I_{ib,\text{máx}} = 25 \text{ nA} = 25 \times 10^{-9} \text{ A}$$

Luego, por la Ec. 18-1

$$|V_{\text{sal}}| = R_f I_{ib} = (100{,}000\ \Omega) \times (25 \times 10^{-9} \text{ A})$$
$$= 0.0025 \text{ V} = \mathbf{2.5\ mV}$$

Para intentar compensar para I_{ib}, se coloca una resistencia R_2 igual a la combinación en paralelo de R_1 y R_f entre la terminal no inversora y el retorno a tierra (Fig. 18-4*b*).

$$\boxed{R_2 = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f}} \qquad (18\text{-}4)$$

Por desgracia, los valores de I_{ib} en cada terminal no son iguales. La diferencia es I_{io}, la *corriente de desajuste de entrada*. Ahora debemos utilizar I_{io} en la Ec. 18-1 para determinar su efecto en el voltaje de salida cuando compensamos el circuito con R_2 entre la terminal no inversora y tierra.

Ejemplo 18-2

Determine la resistencia de compensación requerida para el circuito de la Fig. 18-4*b*. Determine el voltaje máximo a la salida para el AO μA741C y para el μA777M en este circuito.

Solución

El valor de la resistencia de compensación se determina de la Ec. 18-4.

$$R_2 = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} = \frac{10{,}000\ \Omega \times 100{,}000\ \Omega}{10{,}000\ \Omega + 100{,}000\ \Omega} = \mathbf{9091\ \Omega} \qquad (18\text{-}4)$$

Para el μA741C, tenemos de la Tabla 18-1

$$I_{io,\text{máx}} = 200 \text{ nA} = 200 \times 10^{-9} \text{ A}$$

Luego, por la Ec. 18-1

$$|V_{\text{sal}}| = R_f I_{io} = (100{,}000\ \Omega) \times (200 \times 10^{-9} \text{ A}) = 0.020 \text{ V} = \mathbf{20\ mV}$$

Para el μA777M, tenemos de la Tabla 18-1

$$I_{io,\text{máx}} = 3 \text{ nA} = 3 \times 10^{-9} \text{ A}$$

Luego, por la Ec. 18-1

$$|V_{sal}| = R_f I_{io} = (100{,}000\ \Omega) \times (3 \times 10^{-9}\ \text{A}) = 0.0003\ \text{V} = \mathbf{300\ \mu V}$$

Los resultados de los Ejs. 18-1 y 18-2 muestran por qué normalmente se requiere compensar a I_{io} para los circuitos de AO desarrollados en las Secs. 17-2 y 17-3. Asimismo, los resultados de estos dos ejemplos muestran la diferencia entre los dos AO —por qué uno se denomina de *propósito general* y el otro de *alta-capacidad*.

En la Fig. 18-5 se muestran los circuitos comunes de compensación. El circuito para el μA741C mostrado en la Fig. 18-5*a* muestra ambas compensaciones, el potenciómetro de ajuste a cero y la compensación para I_{ib}. La resistencia de compensación para el amplificador inversor (Fig. 18-5*b*) requiere que se consideren todas las resistencias de entrada. Los circuitos de compensación de las Figs. 18-5*c* y 18-5*d* muestran que dos compensaciones forman parte del circuito. Se utiliza la resistencia de compensación de I_{ib} determinada por la Ec. 18-1. También, hay un voltaje variable de cd aplicado al circuito para desarrollar una compensación exacta de I_{io}. Cada circuito debe ajustarse de manera individual para poner V_{sal} a cero sin señales de entrada. Puede incorporarse una compensación de temperatura en el circuito R_4—R_5 para producir una compensación exacta en un intervalo de valores de temperatura.

Sección 18-2 Compensación en frecuencia

El AO utilizado en el amplificador inversor básico, Fig. 18-6, tiene una ganancia de malla abierta $A_{v,OL}$ de 10 000. Cuando las resistencias R_1 y R_f son utilizadas en el circuito, la realimentación es negativa y está dada por

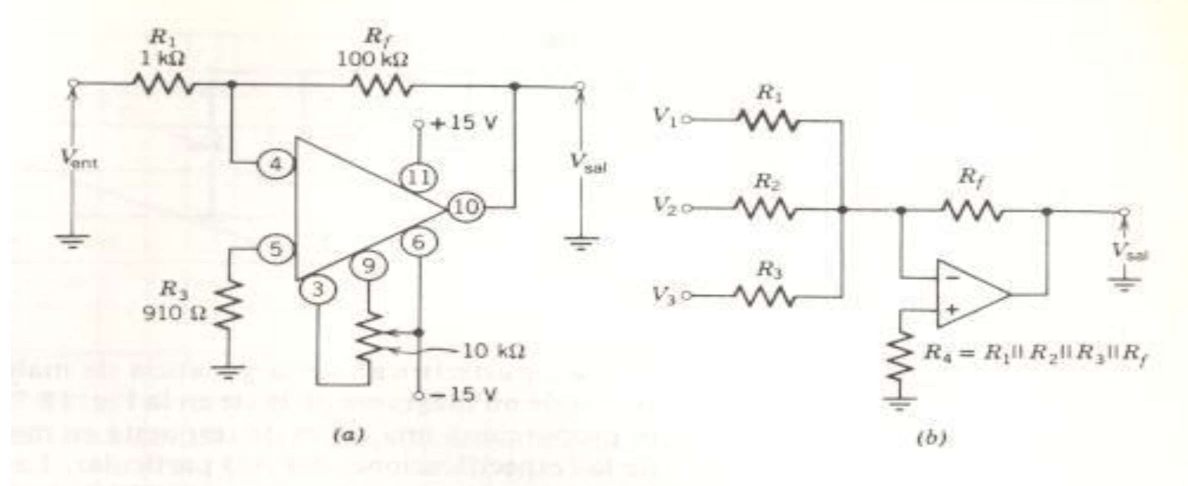
$$\beta_f = -\frac{R_1}{R_f} \qquad (17\text{-}1)$$

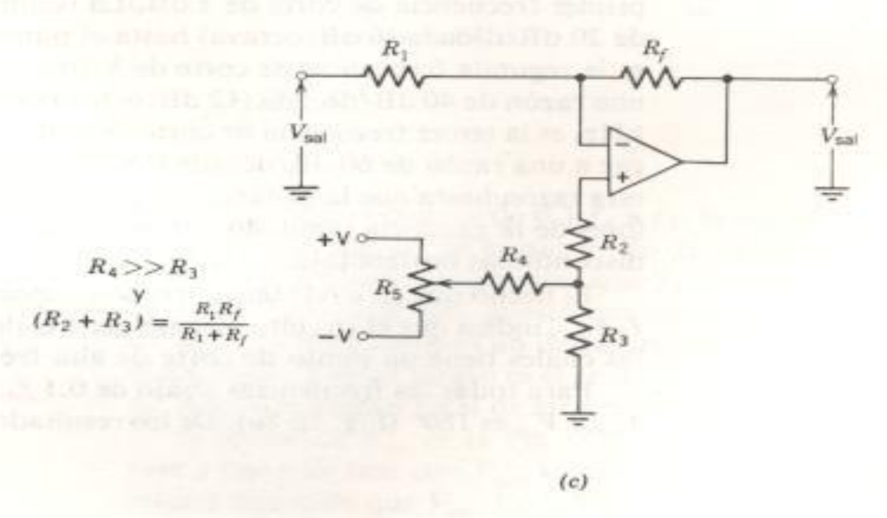
La ganancia del circuito con realimentación está dada por

$$A_v = \frac{A_{v,OL}}{1 - \beta_f A_{v,OL}} \qquad (17\text{-}2)$$

Se utilizaron diferentes combinaciones de R_1 y R_f para calcular A_v y los resultados se dan en forma de lista en la Tabla 18-2. Además, se calcula y se registra la ganancia en decibeles para cada valor de ganancia utilizando.

$$\text{dB} = 20 \log_{10} A_v \qquad (18\text{-}5)$$





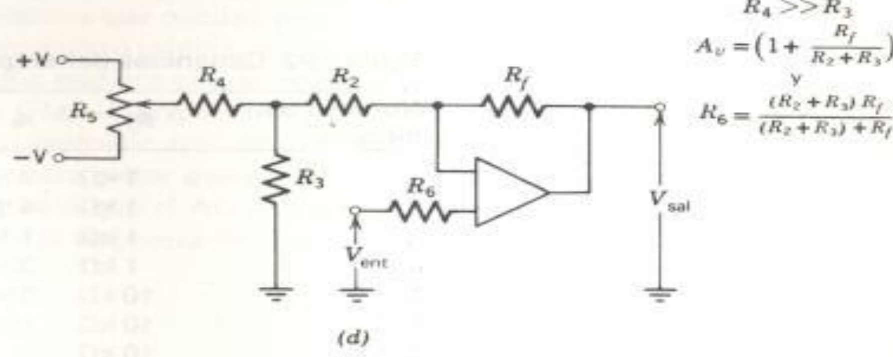


Fig. 18-5 Circuitos de compensación. (*a*) Circuito de compensación para el AO μA741C. (*b*) Compensación para el sumador inversor. (*c*) Compensación para el amplificador inversor. (*d*) Compensación para el amplificador no inversor.

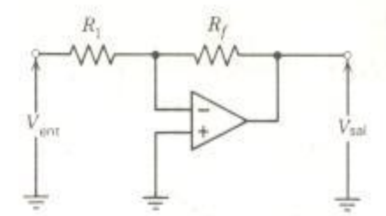


Fig. 18-6 El amplificador inversor básico.

La característica* de la ganancia de malla abierta se muestra en la forma de un diagrama de Bode en la Fig. 18-7. El fabricante generalmente proporciona una curva de respuesta en malla abierta como una parte de las especificaciones del AO particular. La ganancia es plana en +80 dB desde cd hasta 1 kHz, punto A. La frecuencia en el punto A, f_A, es la primer frecuencia de corte de 3 dB. La respuesta cae con una pendiente de 20 dB/década (6 dB/octava) hasta el punto B. El punto B, en 3 kHz, es la segunda frecuencia de corte de 3 dB f_B. Ahora la respuesta cae con una razón de 40 dB/década (12 dB/octava) al punto C. El punto C, en 10 kHz, es la tercer freeuencia de corte de 3 dB f_C. Del punto C, la respuesta cae a una razón de 60 dB/década (18 dB/octava). La caida continúa con esta razón hasta que la ganancia es unitaria (0 dB) en 68 kHz, f_D. Los valores de la ganancia tabulados en la Tabla 18-2 se muestran como líneas discontinuas horizontales en la Fig. 18-7.

El hecho que este AO tenga tres frecuencias de corte o de esquina, f_A, f_B y f_C, indica que el circuito interno del AO tiene tres etapas, cada una de las cuales tiene un punto de corte de alta frecuencia diferente.

Para todas las frecuencias abajo de 0.1 f_A, la relación de la fase entre V_{ent} y V_{sal} es 180° (Fig. 18-8*a*). De los resultados de la Sec. 15-2, cuando la

Tabla 18-2 Ganancias del amplificador inversor de la Fig. 18-6

Número del circuito	R_1	R_f	A_v	dB
1	1 kΩ	Abierto	10 000	+80
2	1 kΩ	4.26 MΩ	3 162	+70
3	1 kΩ	1.11 MΩ	1 000	+60
4	1 kΩ	326 kΩ	316	+50
5	10 kΩ	316 kΩ	31.6	+30
6	10 kΩ	100 kΩ	10	+20
7	10 kΩ	31.6 kΩ	3.16	+10

* La característica de ganancia de malla abierta se denomina *respuesta no compensada* en la Fig. 18-7.



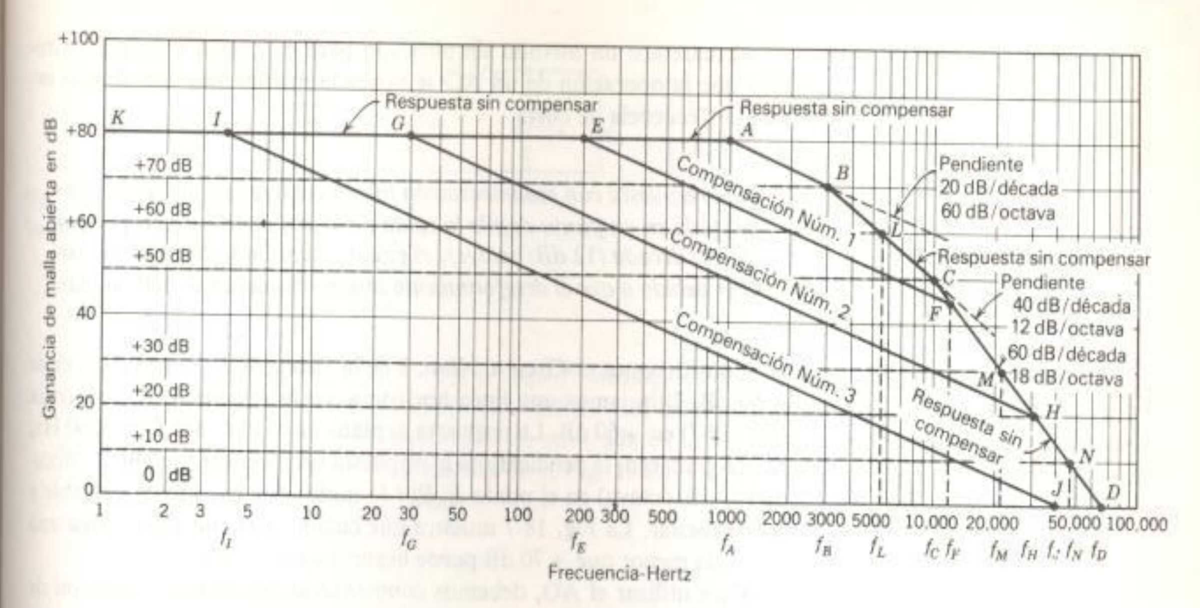


Fig. 18-7 Respuesta en frecuencia.

frecuencia se incrementa de 0.1 f_A a f_A, la primer frecuencia de corte, se introduce un ángulo de atraso θ. En f_A, el ángulo llega a ser 45° (Fig. 18-8*b*). En frecuencias mayores que f_A, el ángulo de fase se incrementa hasta 90°, sin embargo, puesto que tenemos una segunda frecuencia de corte en f_B, introducimos un desfasamiento mayor causado por f_B. En f_B, el ángulo de fase de atraso es el generado por f_A más los 45° causados por f_B. Ahora el ángulo total de atraso debe ser mayor de 90° (Fig. 18-8*c*).

Si tomamos V_{sal} en la Fig.18-8*c* y la separamos en componentes en fase y fuera de fase con V_{sal}, vemos que la componente en fase está en la misma dirección que V_{ent}. En la Fig. 18-8*a* y en la 18-8*b*, la salida no tiene componentes que puedan estar en fase con V_{ent}. En estos casos el circuito es por completo estable; no puede haber condición de realimentación positiva que pudiera causar una oscilación. Cuando hay una componente en fase (Fig. 18-8*c*), tenemos una condición de realimentación positiva y es muy probable que ocurra una oscilación. Debemos evitar esta situación para evitar que el circuito se haga inestable (oscile).

Es obvio que el AO se hace menos estable cuando avanzamos hacia abajo de la respuesta de malla abierta del punto *B* al *C* y al *D*.

V_{ent} 0 V_{sal} (*a*)

V_{ent} 0 V_{sal} (*b*)

V_{ent} 0 θ V_{sal} (*c*)

Fig. 18-8 Diagramas fasoriales. (*a*) En frecuencias muy bajas. (*b*) En f_A. (*c*) en f_B.

Tomaremos un método simplificado para este tema y no permitiremos que la operación de un AO se extienda mucho más allá de una segunda frecuencia de corte.

Si la respuesta con realimentación intersecta a la respuesta no compensada en un punto donde la caída tiene una pendiente mayor que 40 *dB/década (*12 *dB/octava), el circuito será inestable y puede oscilar debido a que el desaforamiento interno puede ser de* 180° *o más.*

Consideremos el Circuito Núm. 3 de la Tabla 18-2. La ganancia es de +60 dB. Dibujamos una línea horizontal en la respuesta en frecuencia (Fig. 18-7) en +60 dB. La respuesta es plana hasta el punto L en 5500 Hz, f_L. Sin embargo, la pendiente de la respuesta sin compensar es 40 dB/década (12 dB/octava) en el punto L. Por lo tanto, este circuito es inestable y puede oscilar. La Fig. 18-7 muestra que cualquier circuito que tenga una ganancia menor que +70 dB puede llegar a ser inestable y oscilar.

Para utilizar el AO, debemos *compensarlo* contra esta condición de inestabilidad. Supongamos que podemos compensar el AO por medio de cualquiera de los tres circuitos externos diferentes. El circuito de compensación introduce una nueva frecuencia de corte en una frecuencia de corte menor que la del punto A de la respuesta de malla abierta (Fig. 18-7). También, la caída introducida por el circuito de compensación debe ser 20 dB/década (6 dB/octava). Las respuestas de los tres circuitos de compensación están dibujadas en la Fig. 18-7.

Si reconsideramos el Circuito Núm. 3 de la Tabla 18-2, el cual proporciona una ganancia de +60 dB, encontramos:

A Si el circuito no está compensado (Fig. 18-7), es inestable.
B Si utilizamos la Red Compensadora Núm. 3 (Fig. 18-7), la ganancia es +60 dB para todas las frecuencias arriba de 38 Hz.
C Si utilizamos la Red Compensadora Núm. 2 (Fig. 18-7), la ganancia es +60 dB para todas las frecuencias mayores de 310 Hz.
D Si utilizamos la Red Compensadora Núm. 1 (Fig. 18-7), la ganancia es +60 dB para todas las frecuencias mayores de 2000 Hz.

Ahora consideremos el Circuito Núm. 7 (Tabla 18-2), el cual tiene una ganancia de +10 dB. Encontramos al examinar la Fig. 18-7 que:

A Si el circuito no está compensado, es inestable, puesto que los +10 dB se extienden hasta el punto N, 47 kHz.
B Si utilizamos el Circuito de Compensación Núm. 1, la ganancia de +10 dB se extiende aún hasta el punto N y el circuito es inestable.
C Si utilizamos el Circuito de Compensación Núm. 2, la ganancia de +10 dB se extiende todavía hasta el punto N y el circuito es inestable.
D Si utilizamos el Circuito de Compensación Núm.3, la ganancia de +10 dB se extiende hasta 13 kHz y el circuito es estable.

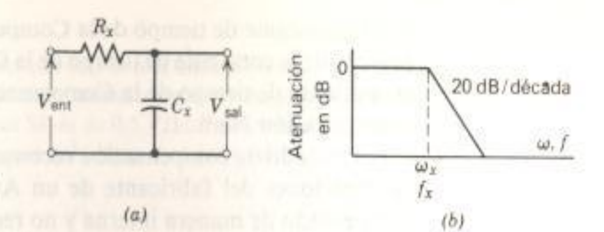


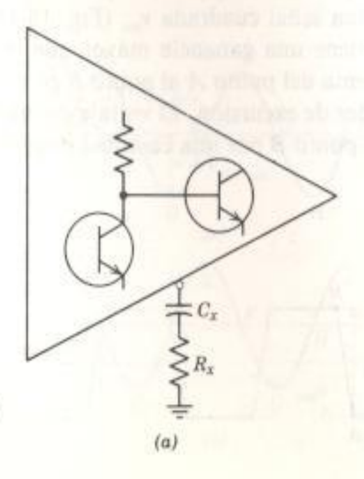
Fig. 18-9 Red R-C. (*a*) Circuito. (*b*) Respuesta de Bode.

En el Cap. 15 estudiamos el método de mostrar la respuesta de la ganancia por medio de un diagrama de Bode. El diagrama de Bode para la red $R_x - C_x$ mostrada en la Fig. 18-9*a* tiene una respuesta de ganancia mostrada en la Fig. 18-9*b*. La frecuencia de corte o de esquina es ω_x o f_x donde

$$\omega_x = \frac{1}{R_x C_x} \text{ rad/s} \quad \text{o} \quad f_x = \frac{1}{2\pi R_x C_x} \text{ Hz} \qquad (18\text{-}6)$$

Cuando este circuito se aplica al AO, se llama una *compensación de atraso de fase*.

La necesidad de la compensación se observa de la característica de respuesta de malla abierta del AO mostrada en la Fig. 18-7. Si introducimos una compensación de atraso de fase en el punto *I*, *G* o *E* en esta característica, deliberadamente introducimos una caída de 20 dB/década (6 dB/octava) en cada uno de estos puntos (*I*, *G* o *E*). La caída reduce la respuesta en frecuencia, pero encontramos que podemos evitar una condición inestable donde el amplificador pueda oscilar. Los circuitos mostrados en la Fig. 18-10 cumplen esta compensación. Es evidente de la Ec. 18-6



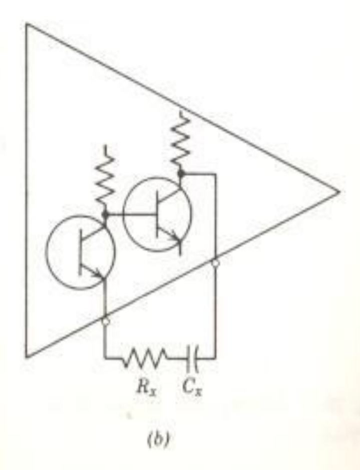


Fig. 18-10 Compensación por atraso de fase.

que la constante de tiempo de la Compensación Núm. 3 en la Fig. 18-7 es mayor que la constante de tiempo de la Compensación Núm. 2. Asimismo, la constante de tiempo de la Compensación Núm. 2 es mayor que la de la Compensación Núm. 1.

El método de compensación recomendado es parte de las hojas de especificaciones del fabricante de un AO particular. El AO μA741 está compensado de manera interna y no requiere de un circuito externo. Los datos para el AO μA741 típico muestran que la ganancia de malla abierta es 200 000 a 7 Hz. La ganancia cae con una pendiente de 20 dB/década (6 dB/octava) hasta una ganancia unitaria (0 dB) en 1 MHz. El AO μA777 requiere de los métodos de compensación externa sugeridos en las hojas de datos.

Problemas

Para todos los problemas refiérase a la Fig. 18-7.

18-2.1 Si la ganancia con realimentación es +70 dB a 2 Hz. ¿Qué circuitos de compensación le aseguran estabilidad?
18-2.2 Repita el Prob. 18-2.1 para una ganancia de +50 dB.
18-2.3 Repita el Prob. 18-2.1 para una ganancia de +30 dB.
18-2.4 Repita el Prob. 18-2.1 para una ganancia de +20 dB.

Sección 18-3 Rapidez de excursión (Slew rate)

La *rapidez de excursión SR*, define la máxima razón de cambio del voltaje de salida que puede aceptar un AO debido al efecto capacitivo de carga-descarga dentro del AO. Si la razón de cambio de la señal de entrada es mayor que la rapidez de excursión, el circuito de AO no produce un voltaje de salida que "conserve" a la señal de entrada. Las undades de la rapidez de excursión se dan en las hojas de especificaciones del AO como volts por microsegundos V/μs.

Una señal cuadrada v_{ent} (Fig. 18-11) se aplica a un circuito con AO que tiene una ganancia mayor que la unidad. El voltaje de salida V_{sal} aumenta del punto *A* al punto *B* en un tiempo finito determinado por la rapidez de excursión. El voltaje de salida puede sobrepasar el valor final en el punto *B* por una cantidad pequeña.

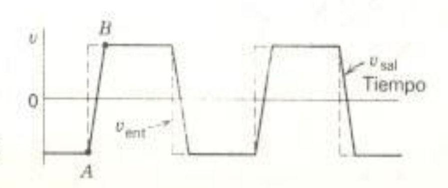


Fig. 18-11 Efecto de la rapidez de excursión.

Ejemplo 18-3
La señal de entrada V_{ent} a un circuito con AO es una onda cuadrada, Fig. 18-11. Los valores de pico de la señal cuadrada de entrada son ± 6V. La ganancia del circuito del AO es unitaria y el valor del SR es de 0.5 V/μs. Determine el tiempo necesario para que la salida se incremente del punto A al punto B.

Solución
El cambio total de voltaje del punto A al B es 12 V. Por lo tanto, el tiempo requerido para el cambio en la salida es

$$\frac{V_{\text{sal, pico a pico}}}{SR} = \frac{12\text{ V}}{0.5\text{ V}/\mu\text{s}} = \mathbf{24\ \mu s}$$

En la Fig. 18-12 se muestra una señal de entrada senoidal V_{ent}. La pendiente de la senoide dv/dt, es cero en los puntos B, D, F y H. La pendiente tiene un valor máximo positivo en los puntos A, E e I. La pendiente tiene un valor máximo negativo en los puntos C y G. Si representamos en forma gráfica estos valores, así como los valores de los puntos intermedios, tenemos la forma de onda mostrada en la Fig. 18-12b.

Si empleamos un método matemático, la ecuación para la forma de onda del voltaje de entrada es

$$v_{sal} = V_{\text{sal, máx}} \text{ sen } \omega t$$

Cuando se toma la derivada por métodos del cálculo diferencial, tenemos

$$\frac{dv_{sal}}{dt} = \omega V_{\text{sal, máx}} \cos \omega t = 2\pi f V_{\text{sal, máx}} \cos \omega t \tag{18-7}$$

Cuando la pendiente tiene un valor máximo positivo, cos ωt debe ser +1. Cuando la pendiente tiene un valor máximo negativo, cos ωt debe

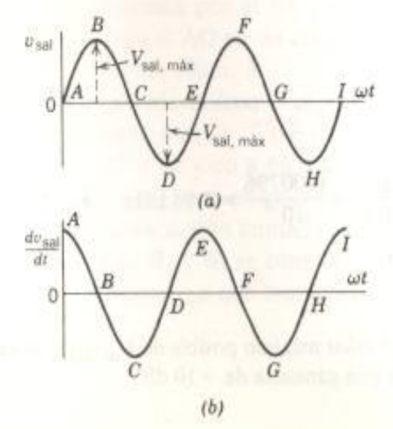


Fig. 18-12 Forma de onda del voltaje senoidal. (a) Forma de onda del voltaje de entrada. (b) La derivada de la forma de onda del voltaje de entrada.

ser numéricamente —1. En cualquier caso la magnitud del máximo valor de la pendiente es

$$\omega V_{\text{sal, máx}} = 2\pi f V_{\text{sal, máx}}$$

En el AO, la máxima pendiente permisible está determinada por la velocidad de excursión. Por lo tanto.

$$\boxed{SR = \omega V_{\text{sal, máx}} = 2\pi f V_{\text{sal, máx}}} \tag{18-8}$$

Resolviendo esta ecuación para la frecuencia, encontramos que la frecuencia máxima de la onda senoidal que puede utilizarse para un valor particular de $V_{\text{sal, máx}}$ es

$$f_{\text{máx}} = \frac{SR}{2\pi V_{\text{sal, máx}}} \tag{18-9a}$$

o

$$\omega_{\text{máx}} = \frac{SR}{V_{\text{sal, máx}}} \tag{18-9b}$$

Ejemplo 18-4
Considere un circuito con un AO realimentado y con una ganancia de + 10 dB. La respuesta en frecuencia está dada en la Fig. 18-7. Se utiliza la compensación Núm. 3, si el SR es de 0.5 V/μs y el nivel de la señal de salida tiene un valor pico de 10 V, ¿cuál es la mayor frecuencia que puede reproducir el circuito sin distorsión?

Solución
Utilizando la Ec. 18-9*a*

$$f_{\text{máx}} = \frac{SR}{2\pi V_{\text{sal, máx}}} = \frac{0.5\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi \times 10\ \text{V}} = \frac{0.00796}{10^{-6}} = \mathbf{7.96\ kHz}$$

Ejemplo 18-5
Utilice los datos del Ej. 18-4. ¿Cuál es el valor máximo posible de $V_{\text{sal, máx}}$ si se va a realizar la respuesta plana completa a una ganancia de + 10 dB?

Solución
La Fig. 18-7 muestra que la línea horizontal de ganancia + 10 dB intersecta a la Compensación Núm. 3 en 12 500 Hz. Este es el valor de $f_{máx}$ que se va a utilizar en la Ec. 18-9*a*.

$$f_{máx} = \frac{SR}{2\pi V_{sal,\,máx}}$$

$$12{,}500 = \frac{0.5\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi V_{sal,\,máx}} = \frac{0.5}{2\pi V_{sal,\,máx} \times 10^{-6}}$$

$$V_{sal,\,máx} = \frac{0.5}{2\pi \times 12{,}500 \times 10^{-6}} = \mathbf{6.37\ V}$$

Los Ejs. 18-4 y 18-5 muestran que las curvas de respuesta dadas en la Fig. 18-7 no pueden utilizarse sin considerar la rapidez de cambio. La intersección de la curva de compensación con la línea horizontal de la ganancia da la frecuencia máxima que se puede obtener para dicho nivel de ganancia. Sin embargo, hay un límite determinado para el nivel de la señal de salida en esta frecuencia que es menor que el valor máximo de pico-a-pide del AO. Si se desea obtener el voltaje de salida máximo permisible de pico-a-pico puede calcularse la máxima frecuencia permisible a partir de la rapidez de excursión.

Problemas Los datos para los Probs. del 18-3.1 al 18-3.3 son: el SR es 0.5 V/μs. El voltaje de saturación de salida del AO es ± 13 V. El AO tiene la respuesta en frecuencia mostrada en la Fig. 18-7.

18-3.1 ¿Cuál es la frecuencia máxima para la que se puede obtener la salida de voltaje pleno, 26 V de pico a pico, para una señal senoidal sin causar distorsión debida a la especificación del SR?

18-3.2 Trace ua curva del voltaje de salida máxima posible sin distorsión causada por el SR para una señal senoidal contra la frecuencia para el AO en un circuito de ganancia 0 dB. Se utiliza la compensación Núm. 3.

18-3.3 ¿Puede utilizarse el AO con la compensación Núm. 3 y una ganancia de + 10 dB para obtener una señal senoidal de salida de 20 V de pico a pico a 10 kHz?

18-3.4 Un AO está en un circuito con una ganancia de + 40 dB. La rapidez de excursión limita la salida a 6 V a 20 kHz. Las resistencias externas R_1 y R_f se cambian para producir una ganancia de + 20 dB. Ahora, ¿a qué frecuencia el voltaje de salida está limitado a 6 V?

19 Aplicaciones del amplificador operacional

El integrador (Sec. 19-1) y el diferenciador (Sec. 19-2) son algunas aplicaciones adecuadas del amplificador operacional. Las aplicaciones no lineales representativas del amplificador operacional que se cubren en la Sec. 19-3 son: el rectificador ideal, el rectificador ideal de onda completa (circuito del valor absoluto), el comparador y el disparador de Schmitt. El capitulo concluye con un examen de un amplificador operacional típico diseñado para utilizarse como un amplificador de audio completo (Sec. 19-4).

Sección 19-1 El integrador

En el primer curso de análisis de circuitos de cc y de ca, definimos la capacitancia como

$$C \equiv \frac{Q}{V} \text{ faradio} \qquad (19\text{-}1a)$$

donde Q es la carga en el capacitor y V es el voltaje a través del capacitor. Si la Ec. 19-1a se resuelve para V, tenemos

$$V = \frac{1}{C}Q \qquad (19\text{-}1b)$$

La carga Q en el capacitor es la acumulación total de corriente multiplicada por el tiempo en el capacitor. Este concepto se representa en forma matemática utilizando el símbolo de integración, $\int$, como

$$Q = \int i\,dt \qquad (19\text{-}1c)$$

Si sustituimos la Ec. 19-1c en la Ec. 19-1b, tenemos, utilizando un valor instantáneo de voltaje v para la tensión.

$$v = \frac{1}{C}\int i\,dt \qquad (19\text{-}2)$$

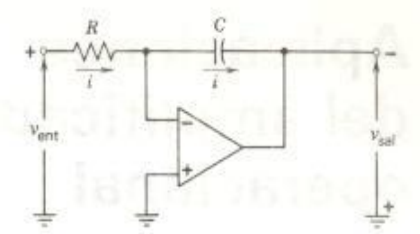


Fig. 19-1 El integrador.

En la Fig. 19-1 se muestra el circuito del *integrador*. La corriente *i* en la resistencia *R* es

$$i = \frac{v_{ent}}{R}$$

El voltaje a través del capacitor es v_{sal}. Así que, sustituyéndolo en la Ec. 19-2, tenemos

$$-v_{sal} = \frac{1}{C}\int \frac{v_{ent}}{R}\,dt$$

o

$$v_{sal} = -\frac{1}{RC}\int v_{ent}\,dt \tag{19-3}$$

Introducimos el signo menos debido a que el AO es un amplificador inversor.

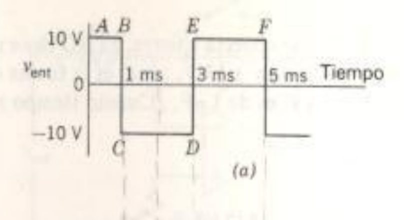
Ejemplo 19-1

El integrador, Fig. 19-1, tiene una capacitancia *C* de 1 μF y una resistencia *R* de 100 kΩ. La entrada al integrador es la onda cuadrada de ± 10 V, 250 Hz que se muestra en la Fig. 19-2*a*. Determine la forma de onda del voltaje de salida.

Solución

La constante de tiempo del circuito, *RC*, es

$$RC = (10^{-5}\ \Omega) \times (1 \times 10^{-6}\ \mathrm{F}) = 0.1\ \mathrm{s}$$



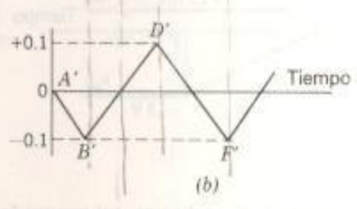


Fig. 19-2 Formas de onda del integrador. *(a)* Forma de onda del voltaje de entrada. *(b)* Forma de onda del voltaje de salida.

Sustituyendo el valor de la constante de tiempo en la Ec. 19-3, tenemos

$$v_{sal} = -\frac{1}{RC}\int v_{ent}\,dt = -10\int v_{ent}\,dt$$

El área bajo la curva es $\int v_{ent}\,dt$. Si partimos de A y nos dirigimos hacia B en la onda cuadrada, el área se incrementa linealmente. El área final en B es

$$\int v_{ent}\,dt = (10\text{ V}) \times (0.001\text{ s}) = 0.01$$

Luego

$$v_{sal} = -10\int v_{ent}\,dt = (-10) \times (0.01) = -0.1\text{ V}$$

Asi que el voltaje cambia linealmente de cero en A' a -0.1 V en B'.

El área de C a D es negativa y su magnitud se incrementa en forma lineal de C a D. El área total de C a D es

$$-(10\text{ V}) \times (0.002\text{ s}) = -0.02$$

Luego

$$v_{sal} = -10\int v_{ent}\,dt = (-10) \times (-0.02) = +0.2\text{ V}$$

En B' v_{sal} es -0.1 V. El cambio lineal de v_{sal} de B' a D' es $+0.2$ V. Por lo que el voltaje en D' es

$$-0.1 + 0.2 = +0.1\text{ V}$$

El área bajo la forma de onda del voltaje de entrada se incrementa en sentido lineal de E a F. Esta área creciente causa que el voltaje caiga en forma lineal de D' a F'.

Por lo que si se alimenta una onda cuadrada en la entrada de un integrador, la forma de onda del voltaje de salida es la forma de onda triangular que se muestra en la Fig. 19-2*b*.

Ejemplo 19-2

La entrada al circuito integrador de la Fig. 19-1 se conecta a tierra. El AO tiene un voltaje de desajuste de 15 mV. Si el AO se satura en ±13 V, ¿cuál es la forma de onda del voltaje en la salida? R es de 100 kΩ y C es de 1 μF. ¿Cuánto tiempo requiere el circuito para saturarse?

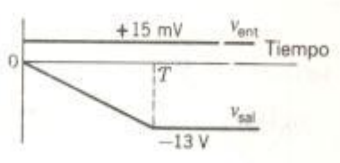


Fig. 19-3 Efecto de un voltaje de desajuste en la operación de un integrador.

Solución

La forma de onda del voltaje de desajuste es la línea horizontal mostrada en la Fig. 19-3. Cuando aumenta el tiempo a partir de cero, el área bajo la forma de onda del voltaje de entrada aumenta en sentido lineal con el tiempo. El voltaje de salida está dado por la Ec. 19-3.

$$v_{sal} = -\frac{1}{RC}\int v_{ent}\,dt = -10\int v_{ent}\,dt$$

Por lo que la magnitud del voltaje de salida aumenta linealmente con el tiempo hasta que ocurre la saturación en el tiempo T.

$$-13 = (-10) \times (0.015\ \mathrm{T})$$

Resolviendo para T, encontramos

$$\mathbf{T = 86.7\ s}$$

El Ej. 19-2 muestra que cualquier voltaje de desajuste presente en un integrador por último satura al AO. Como resultado, en un integrador práctico debemos proporcionar algunos medios para la descarga del capacitor. El interruptor S de la Fig. 19-4*a* elimina la carga del capacitor producida por el voltaje de desajuste al ponerlo en cortocircuito. La resistencia de compensación R_i debe utilizarse para minimizar los efectos de las corrientes de desajuste. Se puede utilizar una resistencia R_c (Fig. 19-4*b*), pero su uso afecta en forma adversa la operación del circuito en bajas frecuencias.

Si aplicamos la Ec. 17-1 ($A_v = -R_f/R_1$) al circuito del integrador (Fig. 19-5*a*), tenemos

$$A_v = -\frac{\left(-j\dfrac{1}{2\pi fC}\right)}{R} = j\frac{1}{2\pi fRC} \qquad (19\text{-}4)$$

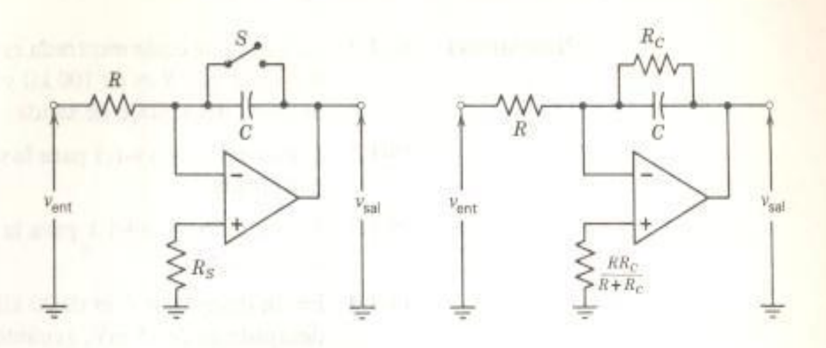


Fig. 19-4 Métodos para descargar el terruptor de descarga. (*b*) Resistencia de descarga.

La Ec. 19-4 muestra que la ganancia del circuito disminuye cuando aumenta la frecuencia. Si expresamos la ganancia en decibeles, ésta cae con una razón de 20 dB/década (6 dB/octava).

La magnitud de la ganancia A, de la Ec. 19-4 es la unidad en la frecuencia f_2 cuando

$$2\pi f_2 RC = 1$$

Luego

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{19-5a}$$

o

$$\omega_2 = \frac{1}{RC} \tag{19-5b}$$

La frecuencia f_2 está ubicada a 0 dB en el punto A de la curva de respuesta del AO (Fig. 19-5*b*). Dibujamos una línea recta de pendiente +20 dB/década (6 dB/octava) a través del punto A. La Fig. 19-5*b* muestra que el integrador es incondicionalmente estable; nunca puede oscilar. Por otra parte, cuando incrementamos la frecuencia de la señal de entrada, la salida del integrador disminuye. Esto explica el porqué la salida de pico-a-pico del integrador disminuye cuando la frecuencia de una forma de onda cuadrada de la entrada aumenta.

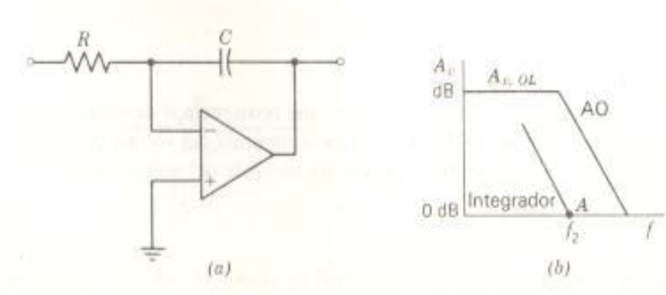


Fig. 19-5 El integrador. (*a*) Circuito. (*b*) Respuesta en frecuencia.

Problemas

19-1.1 La forma de onda mostrada es el voltaje de entrada a un integrador en el que R es de 100 kΩ y C es de 1 μF. Encuentre la forma de onda del voltaje de salida.

19-1.2 Repita el Prob. 19-1.1 para la segunda forma de onda del voltaje de entrada.

19-1.3 Repita el Prob. 19-1.1 para la tercer forma de onda del voltaje de entrada.

19-1.4 En un integrador R es de 20 kΩ y C es de 200 pF. Si el voltaje de desajuste es de 15 mV, ¿cuánto tiempo le lleva al AO para saturarse a ± 13 V?

19-1.5 Repita el Prob. 19-1.4 si R es de 2 MΩ y C es de 10 μF.

Sección 19-2 El diferenciador

De la Fig. 19-6, vemos que el voltaje de salida del circuito es

$$v_{sal} = -Ri \tag{19-6a}$$

La corriente en el capacitor C producida por v_{ent} es

$$i = C\frac{dv_{ent}}{dt} \tag{19-6b}$$

Sustituyendo la Ec. 19-6*b* en la Ec. 19-6*a*, tenemos

$$\boxed{v_{sal} = -RC\frac{dv_{ent}}{dt}} \tag{19-7}$$

La Ec. 19-7 muestra que la salida del circuito es la derivada de la señal de entrada. En consecuencia, el circuito se llama el *diferenciador*.

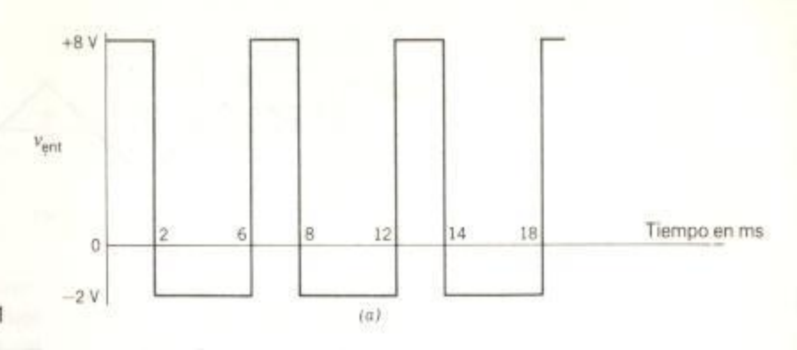
El diferenciador es muy sensible a pulsos cortos de ruido y, como resultado, no es un circuito preferente para utilizarse en muchas aplicaciones.

Ejemplo 19-3

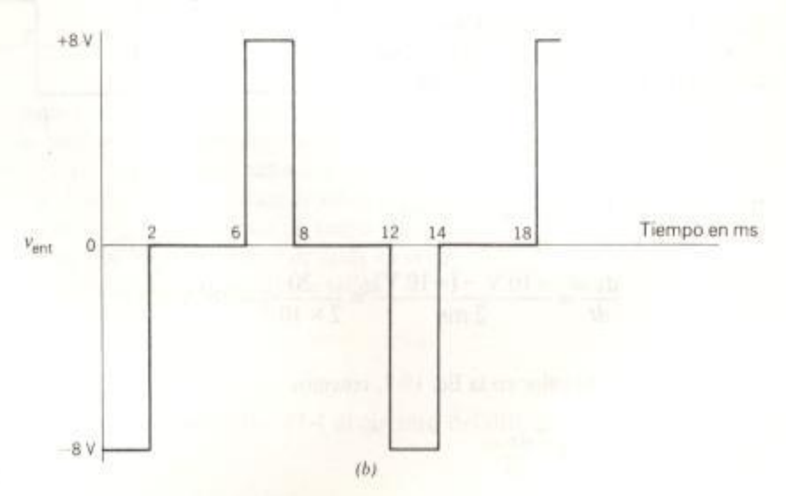
El circuito diferenciador de la Fig. 19-6 tiene una resistencia R de valor de 10 kΩ y un capacitor C de valor de 0.001 μF. La forma de onda del voltaje de entrada se muestra en la Fig. 19-7*a*. Determine la forma de onda del voltaje de salida.

Solución

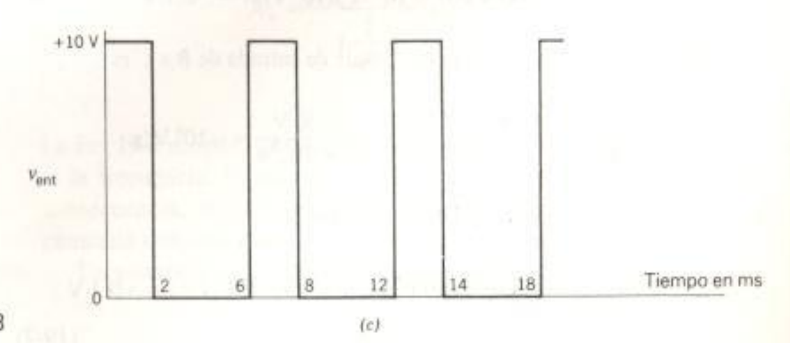
El cambio en el voltaje de entrada de A a B es lineal. El valor de la pendiente



(a) Forma de onda para el Prob. 19-1.1



(b) Forma de onda para el Prob. 19-1.2



(c) Forma de onda para el Prob. 19-1.3

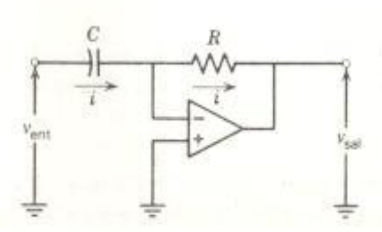
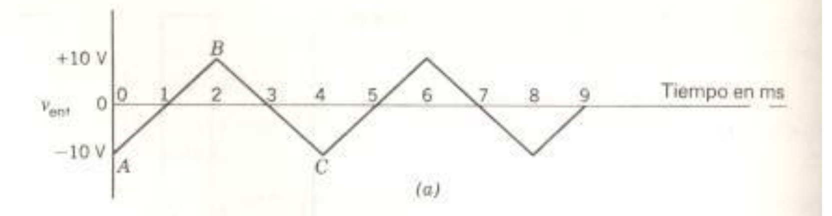


Fig. 19-6 El diferenciador.



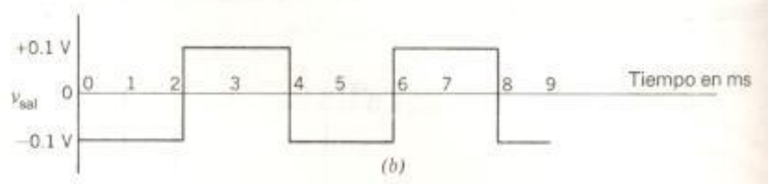


Fig. 19-7 Formas de onda del diferenciador. (*a*) Forma de onda del voltaje de entrada. (*b*) Forma de onda del voltaje de salida.

dv_{ent}/dt de A a B es un valor constante.

$$\frac{dv_{ent}}{dt} = \frac{+10\ \text{V} - (-10\ \text{V})}{2\ \text{ms}} = \frac{20}{2 \times 10^{-3}} = 10^4\ \text{V/s}$$

y, sustituyendo este valor en la Ec. 19-7, tenemos

$$v_{sal} = -RC\frac{dv_{ent}}{\text{dt}}$$

$$= -(10^4\ \Omega)(0.001 \times 10^{-6}\ \text{F})(10^4\ \text{V/s}) = -0.1\ \text{V} \qquad (19\text{-}7)$$

La pendiente de la forma de onda del voltaje de entrada de B a C es

$$\frac{dv_{ent}}{dt} = \frac{-10\ \text{V} - (+10\ \text{V})}{2\ \text{ms}} = \frac{-20\ \text{V}}{2 \times 10^{-3}\ \text{s}} = -10^4\ \text{V/s}$$

y, sustituyendo este valor en la Ec. 19-7, tenemos

$$v_{sal} = -RC\frac{dv_{ent}}{dt} = -(10^4\ \Omega)(0.001 \times 10^{-6}\ \text{F})(-10^4\ \text{V/s}) = +0.1\ \text{V} \qquad (19\text{-}7)$$

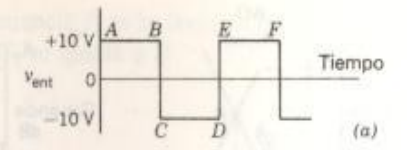
El voltaje de salida es la onda cuadrada que se muestra en la Fig. 19-7*b*.

Ejemplo 19-4

Utilizando los valores del circuito del Ej. 19-3, encuentre la forma de onda del voltaje de salida si la forma de onda del voltaje de entrada es la onda cuadrada que se muestra en la Fig. 19-8*a*.

Solución

El cambio en el voltaje de A a B, de C a D, y de E a F es cero. Por lo tanto, el voltaje de salida es cero para estos intervalos. El cambio del voltaje de B a C es 20 V



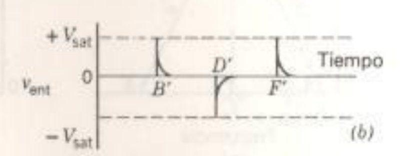


Fig. 19-8 Formas de onda del diferenciador. (*a*) Forma de onda del voltaje de entrada. (*b*) Forma de onda del voltaje a la salida.

en una dirección negativa y en un tiempo cero. Matemáticamente la pendiente es $-\infty$ pero el AO está limitado por la condición de saturación. Así que en B' y en F', el voltaje de salida es un pico muy corto que se levanta hasta $+V_{sat}$. De D a E, la pendiente matemáticamente es $+\infty$. Por lo tanto, el voltaje de salida en D' es un pico vertical negativo que llega hasta $-V_{sat}$. Encontramos un ancho finito en los picos de salida causados por el tiempo de levantamiento y de caída en el circuito. En la Fig. 19-8*b* se muestra la forma de onda del voltaje de salida.

Si aplicamos la Ec. 17-1 al circuito del diferenciador (Fig. 19-6) tenemos

$$A_v = -\frac{R}{j\dfrac{1}{\omega C}} = j\omega RC = j2\pi fRC \tag{19-8}$$

La Ec. 19-8 muestra que la ganancia del circuito aumenta cuando aumenta la frecuencia. El aumento es lineal con respecto a la frecuencia y, en consecuencia, en una escala en decibeles, tenemos un incremento en la ganancia con una razón de 20 dB/década (6 dB/octava).

La ganancia es unitaria o 0 dB cuando la frecuencia es f_1.

$$1 = 2\pi f_1 RC$$

o

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{y} \quad \omega_1 = \frac{1}{RC} \tag{19-9}$$

La Fig. 19-9*a* muestra la respuesta en frecuencia de un AO. Para superponer la característica de la respuesta en frecuencia del diferenciador sobre esta curva, localizamos la frecuencia de ganancia 0 − dB f_1 como se determina de la Ec. 19-9 en el punto A. Luego del punto A extendemos la

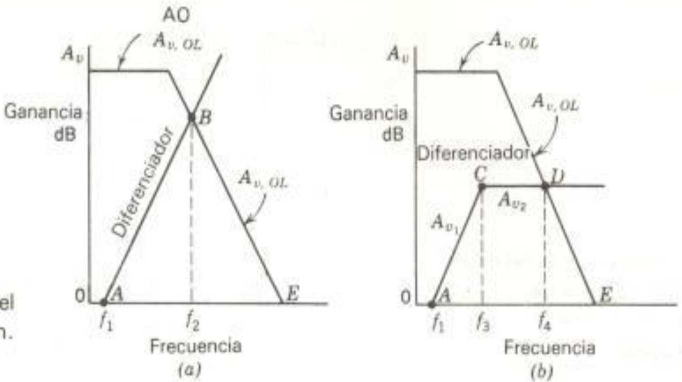


Fig. 19-9 Respuesta en frecuencia del diferenciador. (*a*) Sin compensación. (*b*) Con compensación.

respuesta como una ganancia que aumenta a una razón de 20 dB/década. Esta respuesta del diferenciador intersecta la curva de respuesta de malla abierta del AO en el punto *B*, en la frecuencia f_2. Por lo que la respuesta total del circuito se incrementa de *A* a *B* y cae hacia *E*. En el punto *B* la pendiente cambia de +20 dB/década a —20 dB/década. Esto indica un cambio total de fase en el punto *B* de 180° posiblemente. Por lo tanto, el circuito de la Fig. 19-6 es inestable y puede oscilar.

El principio de compensación de un diferenciador contra las oscilaciones se muestra en la Fig. 19-10. Un capacitor C_1 que es pequeño comparado con *C* se coloca en paralelo con *R*. En frecuencias altas la reactancia de C_1 se hace pequeña comparada con la resistencia de *R*. Ahora podemos dejar pasar inadvertido *R* y decimos que la ganancia del circuito es

$$A_{v_2} = \frac{-jX_{C_1}}{-jX_C} = \frac{X_{C_1}}{X_C} = \frac{\dfrac{1}{2\pi f C_1}}{\dfrac{1}{2\pi f C}} = \frac{C}{C_1} \qquad (19\text{-}10)$$

La Ec. 19-10 muestra que la ganancia no varía con la frecuencia y, por lo tanto, se traza como una línea horizontal en la respuesta en frecuencia del diferenciador (Fig. 19-9*b*). El punto de intersección de esta línea recta con la línea creciente del diferenciador a frecuencias bajas es f_3. La fre-

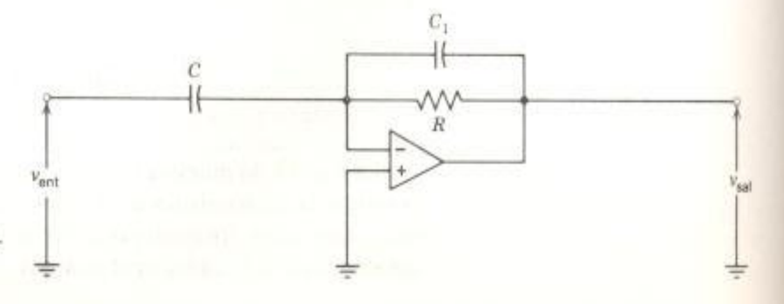


Fig. 19-10 El diferenciador compensado.

cuencia f_3 es la frecuencia de corte determinada cuando la reactancia de C_1 se iguala a R.

$$\frac{1}{2\pi f_3 C_1} = R$$

o

$$f_3 = \frac{1}{2\pi RC_1} \quad \text{o} \quad \omega_3 = \frac{1}{RC_1} \tag{19-11}$$

Por lo que la respuesta en frecuencia del diferenciador aumenta del punto A al C, permanece horizontal del punto C a la intersección con la respuesta de malla abierta del AO en f_4, punto D, y luego sigue la respuesta del AO hacia E. Ahora no tenemos el cambio abrupto de 180° en la fase y el circuito será estable.

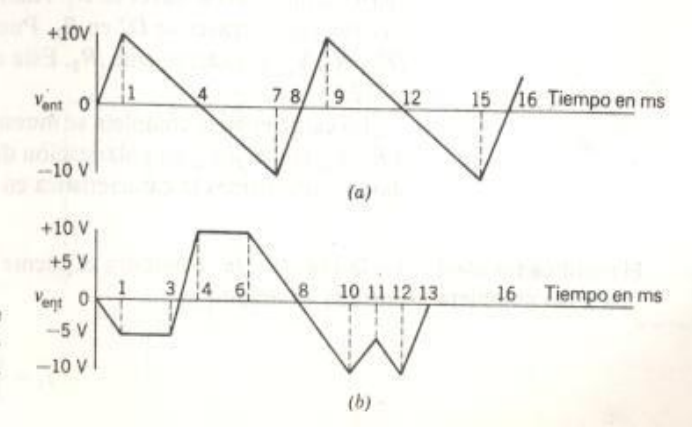
Problemas

19-2.1 El diferenciador (Fig. 19-6) utiliza una resistencia R de 6.8 kΩ y un capacitor C de 0.002 μF. ¿Cuál es la forma de onda del voltaje de salida si el voltaje de entrada tiene la forma de onda que se muestra?

19-2.2 Repita el Prob. 19-2.1 para la segunda forma de onda del voltaje de entrada.

19-2.3 Repita el Prob. 19-2.1 si se cambia el capacitor por otro de 750 pF.

19-2.4 Repita el Prob. 19-2.2 si se cambia el capacitor por otro de 100 pF y la resistencia se cambia por otra de 1000 Ω.



(a) Forma de onda del voltaje de entrada para el Prob. 19-2.1. (b) Forma de onda del voltaje de entrada para el Prob. 19-2.2

Sección 19-3 Aplicaciones no lineales

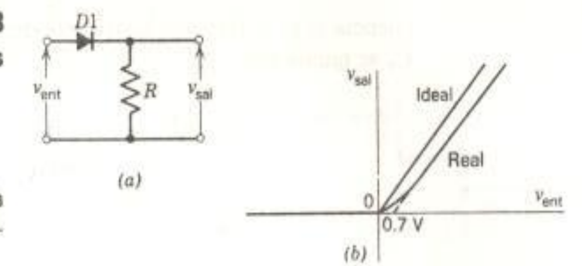


Fig. 19-11 El rectificador de media onda simple. (*a*) Circuito. (*b*) Respuesta.

El rectificador ideal

En las Secs. 2-3 y 2-4 se considera un número de circuitos con diodos que se utilizarán para mostrar las aplicaciones de éstos en los circuitos formadores de ondas. En ese punto, supusimos que los diodos eran ideales en polarización directa estableciendo que el voltaje de la entrada era suficientemente grande, así que podíamos dejar pasar inadvertida la caída de voltaje en el diodo V_F. En muchas aplicaciones, los niveles de la señal de entrada son menores que el valor de V_F. En la Fig. 19-11*a* se muestra un rectificador de media onda sencillo que utiliza un diodo de silicio. La característica de este circuito se muestra en la Fig. 19-11*b* y muestra cómo V_F (0.7 V) causa una desviación de la característica ideal.

Se utilizan dos diodos idénticos, *D*1 y *D*2, con un AO en el circuito de la Fig. 19-12*a*. La salida del circuito no es v'_{sal}, sino v_{sal} el cual se toma de la unión de R_2 y D_2. La polaridad asignada a v_{ent} hace que fluya la corriente en R_1. En el punto de suma *S* existen tres trayectorias posibles para *i*. La corriente no puede ir dentro del AO por la terminal inversora debido a su muy alta resistencia de entrada. Tampoco puede ir por R_2 debido a que *D*2 queda polarizado inversamente y bloquea la corriente *i*. Por lo tanto, la corriente *i* debe fluir a través del diodo *D*1 hacia la terminal de salida del AO. Si el voltaje de entrada al AO v_i es cero, luego v_{sal} debe ser también cero, ya que la caída *IR* en *R*2 es cero. Por lo que, v'_{sal} debe estar abajo de cero por la cantidad de voltaje igual a la caída a través del diodo *D*1 polarizado directamente. Esta característica se muestra en la Fig. 19-12*c*.

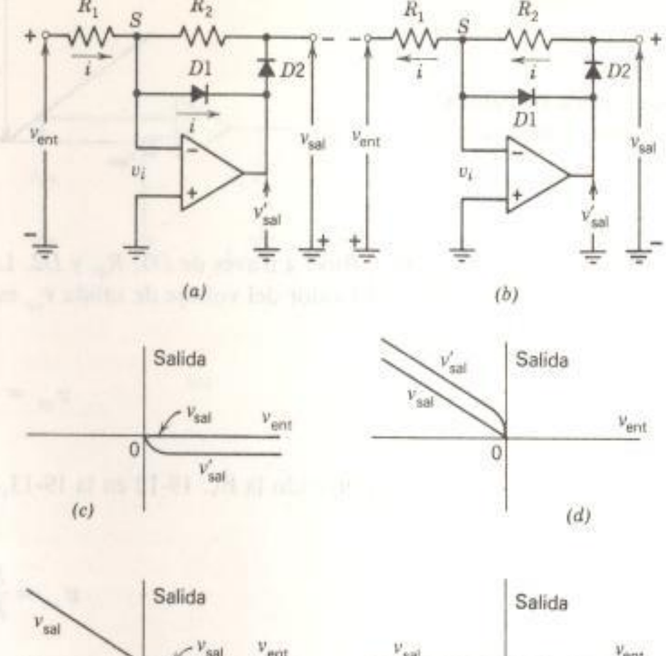
Cuando la polaridad de v_{ent} se invierte (Fig. 19-12*b*), la corriente *i* invierte su dirección a través de R_1. Ahora *D*1 bloquea el flujo de corriente e *i* debe fluir a través de *D*2 en R_2. Puesto que v_{sal} se toma de la unión de *D*2 y R_2, V_{sal} es exactamente iR_2. Esta característica se muestra en la Fig. 19-12*d*.

La característica completa se muestra en la Fig. 19-12*e*. Si R_1 es igual a R_2, v_{sal} iguala a v_{ent} en polarización directa. Cuando se invierten ambos diodos, obtenemos la característica en el cuarto cuadrante (Fig. 19-12*f*).

El rectificador ideal de onda completa

En la Fig. 19-13*a* se muestra el puente rectificador ideal. La corriente de entrada al circuito es

$$i_1 = \frac{v_{ent}}{R_1} \tag{19-12}$$



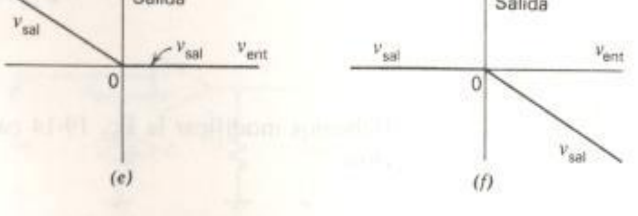


Fig. 19-12 El rectificador ideal. (*a*), (*b*) Circuito. (*c*) Respuesta a un voltaje de entrada positivo. (*d*) Respuesta a un voltaje de entrada negativo. (*e*) Respuesta combinada para v_{sal}. (*f*) Respuesta con los diodos invertidos.

Esta corriente es bloqueada por $D2$ y pasa a través de $D1$. La corriente fluye a través de R_2 y el diodo $D4$ hacia la salida del AO. Cuando se invierte la polaridad de v_{ent} (Fig. 19-13*b*), se invierte la dirección de i_1. Aho-

Fig. 19-13 El rectificador ideal de onda completa. (*a*) Direcciones de la corriente cuando v_{ent} es positiva. (*b*) Direcciones de la corriente cuando v_{ent} es negativo.

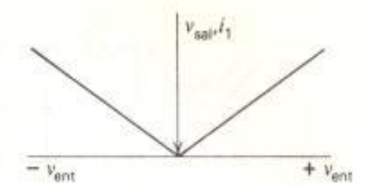


Fig. 19-14 Característica de transferencia del rectificador de onda completa ideal.

ra i_1 fluye a través de $D3$, R_2, y $D2$. La corriente es bloqueada por $D4$.

El valor del voltaje de salida v_{sal} es

$$v_{sal} = R_2 i_1 \tag{19-13}$$

Sustituyendo la Ec. 19-12 en la 19-13, tenemos

$$v_{sal} = \frac{R_2}{R_1} \left| v_{eni} \right| \tag{19-14}$$

Debemos modificar la Ec. 19-14 para mostrar el efecto de la rectificación.

La polaridad de v_{sal} siempre es positiva. Por lo tanto,

$$v_{sal} = \frac{R_2}{R_1} |v_{eni}| \tag{19-15}$$

La característica de transferencia de este rectificador de onda completa ideal se muestra en la Fig. 19-14. El uso del AO hace que esta característica sea idealmente lineal. También la corriente a través de R_2 es exactamente proporcional a v_{eni}. El circuito puede utilizarse como un voltímetro de ca lineal. Alternativamente, también puede utilizarse como un *circuito de valor absoluto*.

El comparador El circuito mostrado en la Fig. 19-15*a* se utiliza como un *comparador de voltaje* o *comparador*. El AO se utiliza en malla abierta. Una señal de entrada muy pequeña lleva a la salida a saturación. Por lo tanto, la salida existe en cualquiera de los dos modos: $+V_{sal,\,SAT}$ o $-V_{sal,\,SAT}$. En la Fig. 19-15*b* se muestran formas de onda comunes de los voltajes de entrada y salida. Si se introduce un voltaje de cc en la entrada no inversora, como en la Fig. 19-16, los puntos de conmutación de la forma de onda de la salida cambian como se muestra en la Fig. 19-16.

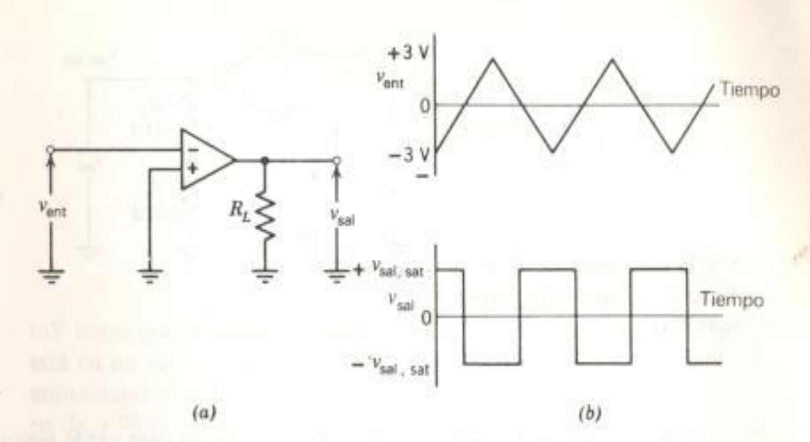


Fig. 19-15 El comparador. (*a*) Circuito. (*b*) Formas de onda.

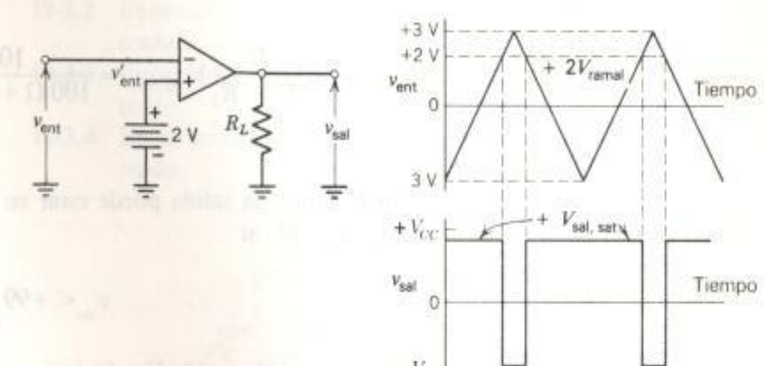


Fig. 19-16 Circuito y formas de onda para el comparador con un voltaje en la terminal no inversora.

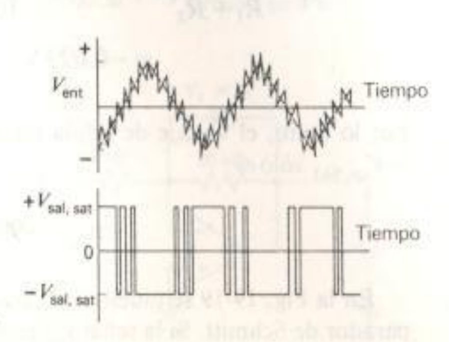
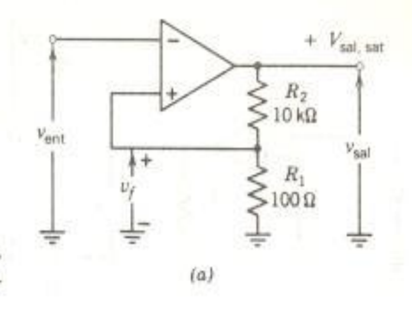


Fig. 19-17 Formas de onda del comparador con ruido.



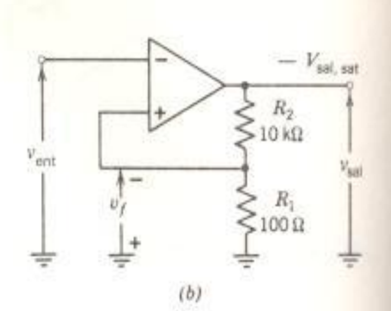


Fig. 19-18 El Disparador de Schmitt. (*a*) Saturación positiva. (*b*) Saturación negativa.

El disparador de Schmitt

Si hay ruido o alguna otra señal perturbadora en la señal de entrada al comparador, puede ocurrir alguna conmutación falsa en la salida como se muestra en la Fig. 19-17.

El *disparador de Schmitt*, Fig. 19-18, es un circuito diseñado para eliminar este problema de la conmutación falsa. En la Fig. 19-18*a*, suponga que v_{sal} está saturado a + 10 V. Luego, el voltaje de la realimentación positiva v_f alimentado a la terminal no inversora es

$$v_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sal,\,SAT} = \frac{100\ \Omega}{100\ \Omega + 10{,}000\ \Omega} 10\ \text{V} = 0.099\ \text{V}$$
$$= +99\ \text{mV}$$

Por lo tanto, la salida puede estar en el voltaje positivo de saturación $+V_{sal,\,SAT}$ sólo si

$$v_{ent} < +99\ \text{mV}$$

En forma similar, en la Fig. 19-18*b*, cuando la salida está saturada a -10 V, el voltaje de la realimentación positiva v_f en la terminal de la entrada no inversora es

$$v_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(-V_{sal,\,SAT}) = \frac{100\ \Omega}{100\ \Omega + 10{,}000\ \Omega}(-10\ \text{V})$$
$$= -0.099\ \text{V} = -99\ \text{mV}$$

Por lo tanto, el voltaje de salida puede estar en la saturación negativa $-V_{sal,\,SAT}$ sólo si

$$v_{ent} > -99\ \text{mV}$$

En la Fig. 19-19 se muestra la característica de transferencia del disparador de Schmitt. Si la señal v_{ent} está originalmente en un valor positivo alto, la salida es $-V_{sal,\,SAT}$. El voltaje de entrada debe reducirse a -99

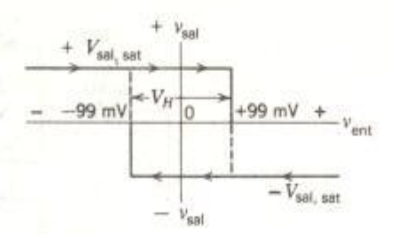


Fig. 19-19 Característica de transferencia del disparador de Schmitt.

mV antes que la salida conmute a $+V_{sal, SAT}$. Si inicialmente la señal v_{ent} está en un valor negativo grande, la salida es $+V_{sal, SAT}$. Ahora v_{ent} debe aumentarse a +99 mV antes que la salida conmute a $-V_{sal, SAT}$. El traslape de +99 mV a −99 mV es 198 mV. Este traslape se denomina *voltaje de histéresis, V_H*. Si el nivel del ruido es menor que 198 mV el circuito no conmutará en forma errática.

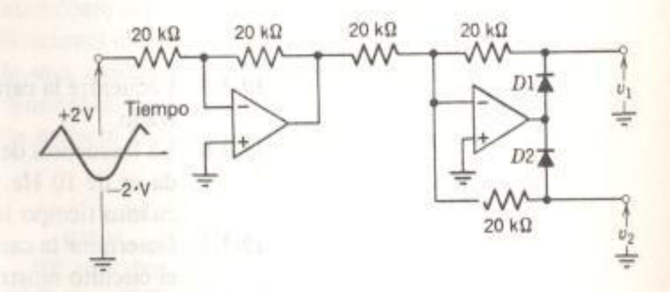
Problemas

19-3.1 Determine las formas de onda de v_1 y v_2 para el circuito mostrado.

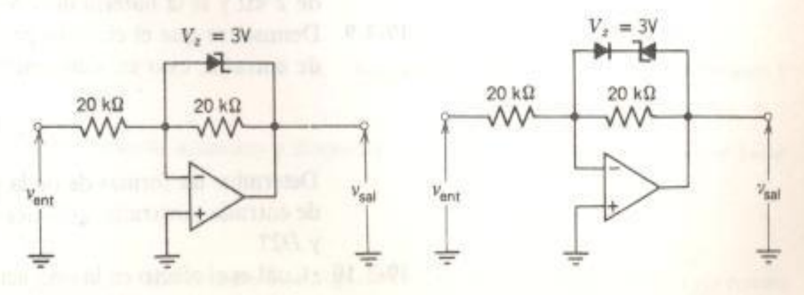
19-3.2 Encuentre la caracteristica de transferencia para el circuito mostrado.

19-3.3 Encuentre la característica de transferencia para el circuito mostrado.

19-3.4 Encuentre la caracteristica de transferencia para el circuito mostrado.

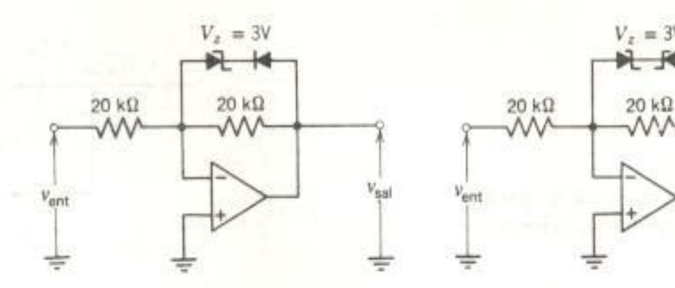


Circuito para el Prob. 19-3.1



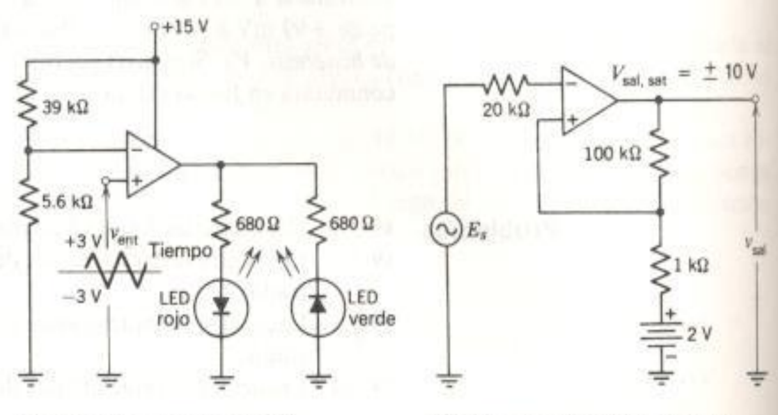
Circuito para el Prob. 19-3.2

Circuito para el Prob. 19-3.3



Circuito para el Prob. 19-3.4

Circuito para el Prob. 19-3.5



Circuito para el Prob. 19-3.6

Circuito para los Probs. 19-3.7 y 19-3.8

19-3.5 Encuentre la característica de transferencia para el circuito mostrado.

19-3.6 La frecuencia de la forma de onda del voltaje de entrada mostrada es de 10 Hz. ¿Cuánto tiempo está encendida la luz verde y cuánto tiempo la luz roja?

19-3.7 Determine la característica de transferencia y el valor de V_H para el circuito mostrado.

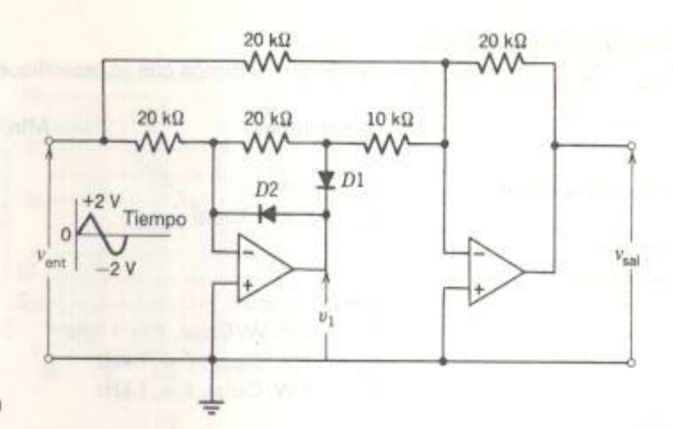
19-3.8 Determine la característica de transferencia y el valor de V_H para el circuito mostrado si la resistencia de 1 kΩ se cambia por otra de 2 kΩ y si la batería de 2 V se cambia por otra de 1 V.

19-3.9 Demuestre que el circuito produce el valor absoluto de la señal de entrada; esto es, demuestre que

$$v_{sal} = |v_{ent}|$$

Determine las formas de onda para v_1 y v_{sal} para la forma de onda de entrada mostrada. ¿Cuáles son las funciones de los diodos *D*1 y *D*2?

19-3.10 ¿Cuál es el efecto en la operación del circuito cuando se invierten los diodos *D*1 y *D*2?



Circuito para los Probs. 19-3.9 y 19-3.10

Sección 19-4 El amplificador de audio

Las aplicaciones del AO han sido extendidas para incluir muchos circuitos que anteriormente eran hechos de componentes discretos. Ahora, utilizando las técnicas de construcción del AO, los diseñadores disponen de un circuito complejo en un simple encapsulado para una aplicación específica.

Como un ejemplo, el arreglo lineal LM377 de National Semiconductor* es un amplificador de audio de dos canales de 2 W. El LM377 entrega 2 W/canal a cargas de 8Ω o de 16Ω. Los amplificadores son diseñados para utilizar un número mínimo de componentes externos. El arreglo tiene protección de sobrecarga que consiste tanto en la limitación de la corriente interna como del sobrecalentamiento. La Fig. 19-20 da una lista de las especificaciones máximas absolutas y muestra las conexiones de las terminales de una unidad con encapsulado de doble línea (DIP). La Tabla 19-21 muestra las características eléctricas de operación típicas y la Fig. 19-22 nos muestra algunas aplicaciones representativas del amplificador.

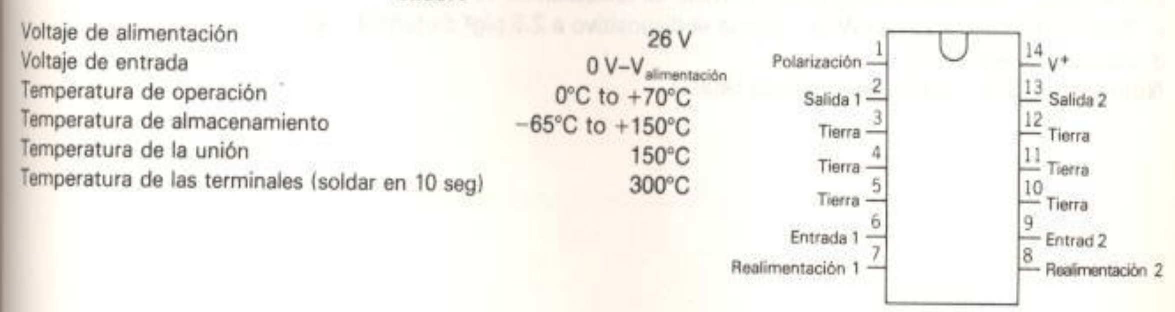


Fig. 19-20 Especificaciones máximas absolutas y diagrama de conexión. *(Cortesía de National Semiconductor Inc.)*

* Los datos proporcionados en las Figs. 19-20, 19-21 y 19-22 y en la Tabla 19-1 son cortesía de National Semiconductor Inc.

Tabla 19-1 Características eléctricas
V_S = 20 V, T_{TAB} = 25°C, R_L = 8 Ω, A_V = 50 (34 dB), a menos que se especifique lo contrario

Parámetro	Condiciones	Mín	Tip	Máx	Unidades
Corriente total de alimentación	P_{sal} = 0 W		15	50	mA
	P_{sal} = 1.5 W/Canal		430	500	mA
Nivel de CC de salida			10		V
Voltaje de alimentación		10		26	V
Potencia de salida	T.H.D. = <5%	2	2.5		W
T.H.D.	P_{sal} = 0.05 W/Canal, f = 1 kHz		0.25		%
	P_{sal} = 1 W/Canal, f = 1 kHz		0.07	1	%
	P_{sal} = 2 W/Canal, f = 1 kHz		0.10		%
Voltaje de desajuste			15		mV
Corriente de polarización de entrada			100		nA
Impedancia de entrada		3			MΩ
Ganancia de malla abierta	R_s = 0 Ω	66	90		dB
Separación de canales	C_F = 250 μF, f = 1 kHz	50	70		dB
Rechazo de ondulación	f = 120 Hz, C_F = 250 μF	60	70		dB
Límite de corriente			1.5		A
Rapidez de excursión			1.4		V/μs
Voltaje equivalente al ruido de entrada	R_s = 600 Ω, 100 Hz − 10 kHz		3		μVrms

Fuente: Cortesía de National Semiconductor Inc.

Nota 1: Para operación en temperaturas ambiente mayores de 25 °C, el LM377 debe reducirse en base a una temperatura máxima de la unión de 150 °C utilizando una resistencia térmica que depende de las técnicas de montaje del dispositivo.

Nota 2: Se muestran las características de disipación para cuatro configuracionès de montajes:

a. Disipador infinito −13.4 °C/W.

b. Tarjeta P.C. + Disipador V_7 −21 °C/W. La tarjeta P.C. es de 2.5 plg². Disipador Staver V_7 es de 0.02 plg de grueso, de cobre y tiene una superficie de radiación de 10 plg².

c. Tajeta P.C. sola −29 °C/W. Se suelda el dispositivo a 2.5 plg² de tarjeta P.C.

d. Aire libre −58 °C/W.

Nota 3: T.H.D. es distorsión armónica total.

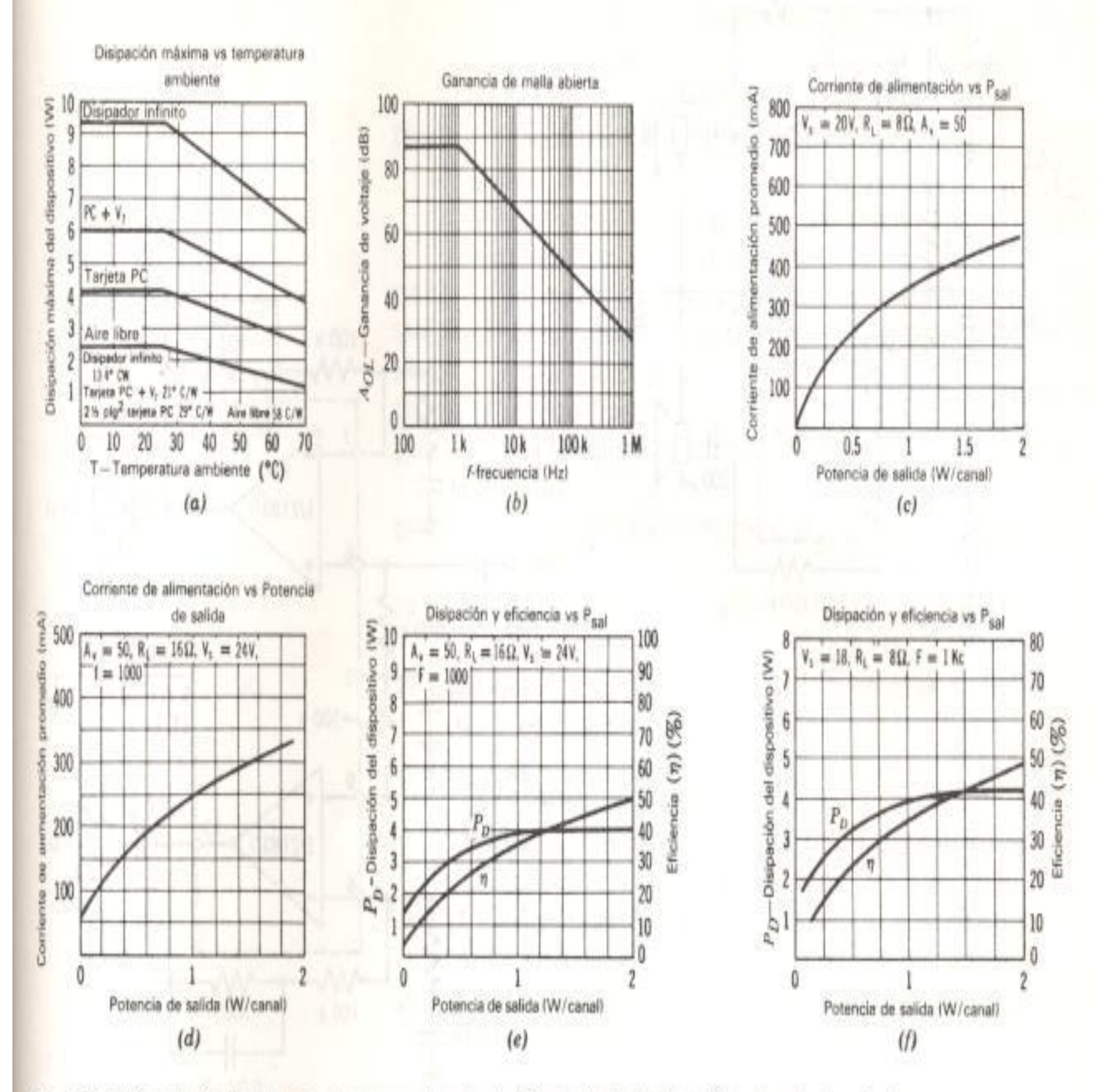


Fig. 19-21 Características típicas de comportamiento (*Cortesía de National Semiconductor Inc.*)

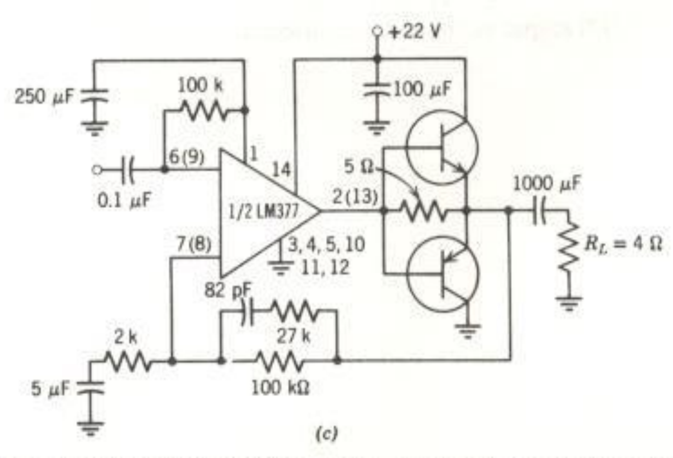


Fig. 19-22 Aplicaciones clásicas. (*a*) Amplificador estéreo simple. (*b*) Amplificador estéreo simple con refuerzo de bajos. (*c*) Amplificador de 10 W por canal. (*Cortesía de National Semiconductor Inc.*)

Problemas

19-4.1 El amplificador se opera en una tableta P.C. sin disipador de calor adicional en una temperatura ambiente de 55 °C. ¿Cuál es la P_{sal}/canal máxima permisible? ¿Cuál es la corriente de alimentación? Utilice las Figs. 19-21*a*, 19-21*d* y 19-21*e*.

19-4.2 El amplificador se monta en una tableta P.C. con un disipador de calor tipo V_7. Utilizando los datos de las Figs. 19-21*a* y 19-21*d*, ¿cuál es la temperatura ambiente máxima permisible para que la potencia de salida sea de 1 W/canal?

19-4.3 ¿Cuál es el porcentaje de realimentación negativa si A_v' es 50?

19-4.4 ¿Cuál es el porcentaje de realimentación negativa si A_v' es 250?

19-4.5 ¿Cuál es la frecuencia de corte de 3 dB si A_v es 50?

19-4.6 ¿Cuál es la frecuencia de corte de 3 dB si A_v es 250?

19-4.7 Limita la rapidez de excursión la respuesta en alta frecuencia si A_v' es 50?

19-4.8 ¿Limita la rapidez de excursión la respuesta en alta frecuencia si A_v' es 50?

19-4.9 ¿Cuál es la corriente de alimentación requerida si la potencia en la carga es de 0.75 W/canal? Utilice la Fig. 19-21*f*.

19-4.10 Utilice los datos de la Tabla 19-1. ¿Cuál es la eficiencia total si ambos canales operan a 1.5 W?

19-4.11 ¿Cuál es A_v para cada canal en frecuencias intermedias para el circuito mostrado en la Fig. 19-22*a*?

19-4.12 ¿Cuál es A_v para cada canal en frecuencias intermedias para el circuito mostrado en la Fig. 19-22*b*?

19-4.13 Represente en una gráfica el diagrama de Bode de ganancia para el circuito de la Fig. 19-22*b*.

19-4.14 Explique cómo se obtienen 10 W/canal del circuito de la Fig. 19-22*c*. Pruebe que la salida es de 10 W/canal.

20 Reguladores de voltaje

La forma elemental del regulador de voltaje es el regulador en paralelo (Sec. 20-1). El regulador en serie utiliza un transistor de paso para obtener corrientes grandes en la carga (Sec. 20-2). El uso de un amplificador operacional proporciona una referencia de voltaje bien regulado que puede ser ya sea mayor o menor que el voltaje del diodo Zener, del cual se deriva la referencia (Sec. 20-3). Puede diseñarse un regulador de voltaje que ofrezca diferentes características tales como limitación de corriente, suspensión del cortocircuito, o repliegue (Sec. 20-4). Se examina la flexibilidad de un regulador de voltaje típico. (Sec. 20-5). Hay disponibles encapsulados tan sencillos que pueden utilizarse sin componentes externas para proporcionar un voltaje específico de salida regulada (Sec. 20-6).

Sección 20-1 Reguladores en paralelo

Un *regulador en paralelo* se coloca en paralelo con la carga R_L como se muestra en la Fig. 20-1. El voltaje de entrada V_{ent} para éste y para otros circuitos reguladores en general es la salida de un rectificador de onda completa con filtro capacitivo.

En la Sec. 2-2, mostramos que se utiliza el diodo Zener para mantener el voltaje de carga en un valor aproximadamente constante para una corriente de carga variable o para un voltaje de entrada variable. Las ecuaciones que pueden utilizarse para el circuito del diodo Zener de la Fig. 20-1 son

$$I_L = I_{ent} - I_Z \tag{20-1}$$

y

$$V_L = V_{ent} - I_{ent}R_{ent} \tag{20-2}$$

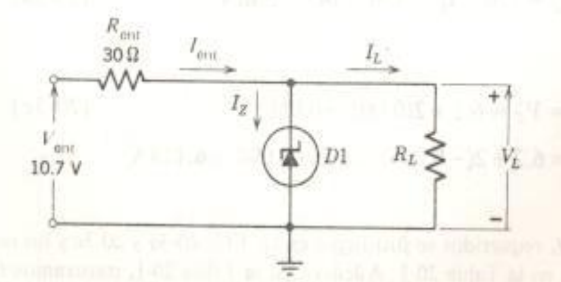


Fig. 20-1 El regulador en paralelo.

Ejemplo 20-1

El Zener utilizado en la Fig. 20-1 tiene las siguientes especificaciones.

$$V_Z = 6.2 \text{ V} \quad \text{at} \quad I_Z = 50 \text{ mA}$$
$$Z_Z = 2\ \Omega \quad \text{en} \quad I_Z = 50 \text{ mA}$$
$$I_{Z,\text{mim}} = 5 \text{ mA} \quad \text{y} \quad I_{Z,\text{max}} = 150 \text{ mA}$$

Determine los valores exactos de la corriente del Zener y el voltaje en la carga para los siguientes valores de I_L:

150 mA, 145 mA, 105 mA, 101 mA, 100 mA, 99 mA, 95 mA, y 0 mA

Solución

Llamemos a los valores de referencia del diodo Zener V_z (6.2 V) e I_z (50 mA). Asimismo, llamemos a la corriente y al voltaje del Zener en cualquier otra condición V'_Z e I'_Z. Puesto que I_{cm} es 150 mA siempre.

$$I_L = I_{\text{cm}} - I'_Z = 150 - I'_Z \text{ mA} \qquad \text{(20-1)}$$

o

$$I'_Z = 150 - I_L \text{ mA} \qquad \text{(20-3}a\text{)}$$

El voltaje en la carga es

$$V_L = V'_Z = V_Z + Z_Z(I'_Z - I_Z) \qquad \text{(20-3}b\text{)}$$

Sustituyendo valores, tenemos ≥

$$V_L = V'_Z = 6.2 + 2(I'_Z - 0.050) \text{ V} \qquad \text{(20-3}c\text{)}$$

cuando $I_L = 145$ mA

$$I'_Z = 150 - I_L = 150 - 145 = \mathbf{5\ mA} \qquad \text{(20-3a)}$$

y

$$V_L = V'_Z = 6.2 + 2(0.005 - 0.050) \qquad \text{(20-3}c\text{)}$$
$$= 6.2 + 2(-0.045) = 6.2 - 0.090 = \mathbf{6.110\ V}$$

Los otros valores de I_L requeridos se sustituyen en las Ecs. 20-3*a* y 20-3*c* y los resultados se presentan en la Tabla 20-1. Además, en la Tabla 20-1, mostramos el cambio en el voltaje en la carga (o en el Zener) del valor de referencia de V_z a 50 mA.

Tabla 20-1 Valores de voltaje y corriente del Zener

I_L (mA)	I_Z (mA)	$V_Z = V_L$ (volts)	Cambio en V_L a partir de 6.2 V (milivolts)
145	5	6.110	−90
105	45	6.190	−10
101	49	6.198	−2
100	50	6.200	0
99	51	6.202	+2
95	55	6.210	+10
0	150	6.400	+200

Cuando la corriente en la carga cambia dentro de su máximo intervalo, de 145 mA a 0 mA, el voltaje en la carga cambia un total de (200 + 90) o 290 mV. Utilizando 6.2 V como el valor de referencia, encontramos que el cambio porcentual en V_L es

$$\frac{290\text{ mV}}{6.2\text{ V}} \times 100 = \frac{0.290\text{ V}}{6.2\text{ V}} \times 100 = 4.7\%$$

Para muchas aplicaciones, un cambio en el voltaje de carga del 4.7% es por completo aceptable. Para otras aplicaciones, este valor alto de *regulación de voltaje* es intolerable. En la Sec. 20-3, discutimos circuitos en los cuales la regulación de voltaje puede reducirse a un valor menor del 1%.

El circuito equivalente en ca para el regulador en paralelo de Zener utilizado en la Fig. 20-1 se muestra en la Fig. 20-2. En una corriente de carga de 100 mA, la resistencia de carga R_L es 6.2 V/100 mA o 62 Ω. La resistencia equivalente de la combinación en paralelo de Z_Z y R_L es apro-

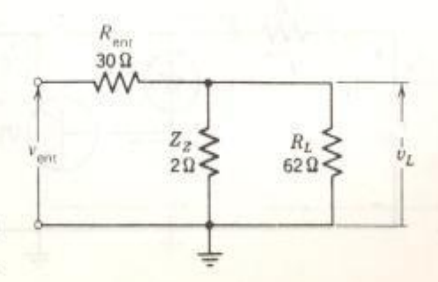


Fig. 20-2 Circuito equivalente en ca para el regulador en paralelo de Zener.

ximadamente igual a Z_Z. Utilizando la regla del divisor de voltaje tenemos

$$v_L = \frac{Z_Z}{Z_Z + R_{\text{ent}}} v_{\text{ent}} \qquad (20\text{-}4a)$$

Resolviendo para v_L/v_{ent} y utilizando los valores numéricos, tenemos

$$\frac{v_L}{v_{\text{ent}}} = \frac{Z_Z}{Z_Z + R_{\text{ent}}} = \frac{2}{2+30} = \frac{1}{16} \qquad (20\text{-}4b)$$

Por lo que este circuito no sólo mantiene el voltaje de la carga casi constante, sino que también reduce el voltaje de ondulación, en esto ejemplo, por un factor de 16.

El regulador mostrado en la Fig. 20-3 utiliza un transistor $Q1$ en paralelo con el diodo Zener. El voltaje de carga a través de R_L es el voltaje Zener V_Z más la caída de voltaje de la base al emisor de $Q1$, V_{BE}

$$V_L = V_Z + V_{BE} \qquad (20\text{-}5)$$

Mientras que el diodo Zener se mantiene en una condición de conducción inversa, el circuito regula. Ahora el cambio en I_L puede ser mucho mayor que el cambio permisible en la corriente del diodo Zener. El cambio en I_L está limitado solamente por la corriente permisible del emisor (colector) y por la disipación de potencia permisible de $Q1$.

Problemas

20-1.1 Si el regulador en paralelo utilizado en el Ej. 20-1 debe estar limitado al 1% de regulación de voltaje, ¿cuál es la máxima variación en I_L?

20-1.2 Repita el Prob. 20-1.1 si la regulación del voltaje debe limitarse al 0.5%.

20-1.3 El regulador en paralelo mostrado en la Fig. 20-1 tiene una resistencia de carga fija de 62 Ω. ¿Qué tanto puede variarse V_{ent} si V_L debe tener una variación máxima de ± 30 mV?

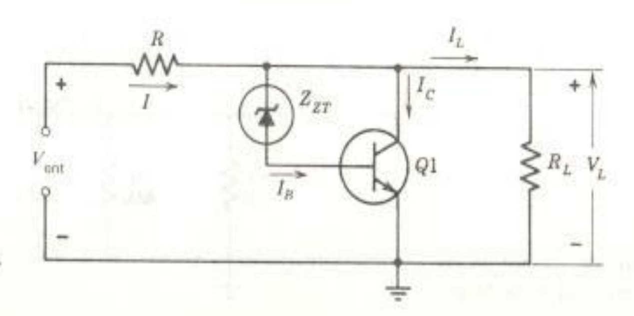


Fig. 20-3 Regulador de voltaje en paralelo.

20-1.4 Repita el Prob. 20-1.3 con la restricción de que V_L debe tener una variación máxima del ± 1%.

Sección 20-2 Regulador en serie

En la Fig. 20-4 se muestra un regulador de voltaje en serie. El voltaje en la carga V_L es el voltaje Zener V_Z menos la caída de voltaje de base a emisor a través del transistor, V_{BE}

$$V_L = V_Z - V_{BE} \tag{20-6}$$

La corriente de carga I_L es la corriente del emisor I_E en el *transistor de paso* $Q1$. Por consiguiente.

$$I_L = I_E = (1 + \beta)I_B \tag{20-7}$$

La corriente a través de R_1 es

$$I_Z + I_B = \frac{V_{ent} - V_Z}{R_1} \tag{20-8}$$

El valor de I_Z se establece en un valor dentro del intervalo de corriente normal del Zener. Cuando se reduce R_L, puesto que el voltaje en la carga se fija por medio de la Ec. 20-6, la corriente en la carga debe incrementarse. La corriente en el Zener disminuye por la cantidad correspondiente. El intervalo de la corriente de carga que puede ser regulado depende del intervalo de variación de I_Z, de las limitaciones de corriente de $Q1$, y de la capacidad de disipación de potencia de $Q1$. La disipación de potencia de $Q1$ es

$$P_C = (V_{ent} - V_L)I_C = (V_{ent} - V_L)(I_{ent} - I_Z)\ \text{W} \tag{20-9}$$

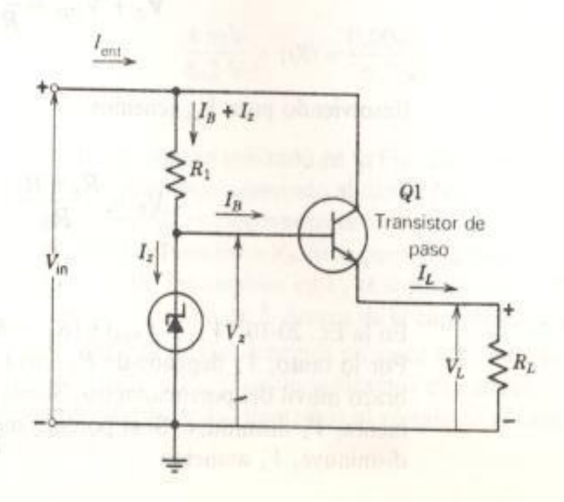


Fig. 20-4 Regulador de voltaje en serie.

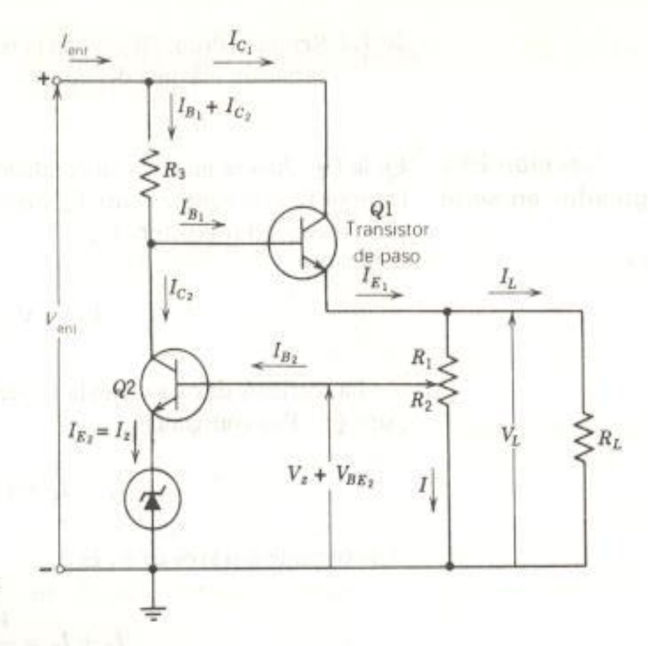


Fig. 20-5 Fuente de potencia regulada.

La fuente de potencia regulada mostrada en la Fig. 20-5 presenta la característica adicional de tener un control del voltaje de salida. El control de voltaje es el potenciómetro ($R_1 + R_2$) las diversas corrientes se marcan en el diagrama. Para simplificar el análisis, suponga que

$$I \gg I_{B_2}$$

Luego la corriente en R_1 es I. Por medio de la regla del divisor de voltaje

$$V_Z + V_{BE_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_L$$

Resolviendo para V_L, tenemos

$$V_L = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (V_Z + V_{BE_2}) \qquad (20\text{-}10)$$

En la Ec. 20-10, ($V_Z + V_{BE2}$) y ($R_1 + R_2$) ambas son valores constantes. Por lo tanto, V_L depende de R_2, cuyo valor depende de la posición del brazo móvil del potenciómetro. Si éste se gira de tal manera que R_2 aumenta, V_L disminuye. Si el potenciómetro se gira de tal manera que R_2 disminuye, V_L aumenta.

Considere el caso en que R_L disminuye. Luego I_L aumenta y V_L disminuye. Esta reducción en el valor de V_L reduce la polarización directa en $Q2$. El valor de V_{CE2} aumenta. Este aumento de V_{CE2} incrementa la polarización directa de $Q1$. El aumento en la polarización directa de $Q1$ causa que V_{CE1} disminuya. Ahora V_L retorna a su valor original.

Un método alternativo es establecer que un cambio en el voltaje de carga ΔV_L que se debe ya sea a un efecto de la carga o a una ondulación se amplifica por $Q2$ con una inversión de la fase y se aplica al transistor de control $Q1$. Esta inversión de fase de 180° es una realimentación negativa y la ganancia del circuito se ajusta de tal forma que la acción de $Q1$ cancela el cambio en la carga. En este circuito el voltaje de la carga se está detectando constantemente. Se pueden hacer circuitos que detecten la corriente de la carga o ambos, la corriente y el voltaje en la carga.

Problemas

20-2.1 Utilice los datos proporcionados en la Tabla 20-1 para el diodo Zener. En la Fig. 20-4 V_{ent} es 15 V y R_1 se selecciona para fijar I_Z a 10 mA cuando I_B es cero. El valor de β del transistor es 60 y el de V_{BE} es 0.6 V. ¿Cuál es el posible intervalo de variación de la corriente y del voltaje en la carga?

20-2.2 Si en el Prob. 20-2.1 se aumenta I_Z a 20 mA, ¿cuál es el posible intervalo de variación de la corriente y del voltaje en la carga?

Sección 20-3 Reguladores con amplificador operacional

En la Sec. 20-1, se demostró que el diodo Zener utilizado para los datos de la Tabla 20-1 tenía una regulación de voltaje del 4.7% cuando la corriente del Zener variaba de 5 a 150 mA. Si se limita el cambio en la corriente del Zener a 50± 1 mA, el cambio en V_Z es ± 2 mV. La regulación de voltaje es

$$\frac{4\text{ mV}}{6.2\text{ V}} \times 100 = \frac{0.004\text{ V}}{6.2\text{ V}} \times 100 = 0.06 \text{ de } 1\%$$

En el circuito utilizado en la Fig. 20-6, se emplea un AO como un seguidor de voltaje conectado al diodo Zener. Puesto que la impedancia de salida del AO es efectivamente cero y su ganancia es la unidad, su voltaje de salida es idéntico a V_Z. Si se puede mantener la corriente en el Zener en 50± 1 mA, los cambios en V_L se sostienen en ± 2 mV para todo el intervalo de variación de I_L dentro de la capacidad de corriente del AO.

Por este medio, tenemos un valor muy estable de V_L que se mantiene o se *sujeta* a V_Z. Cuando utilizamos este circuito para asegurar un valor muy estable de V_L, llamamos al voltaje de la carga el *voltaje de referencia*, V_{ref}.

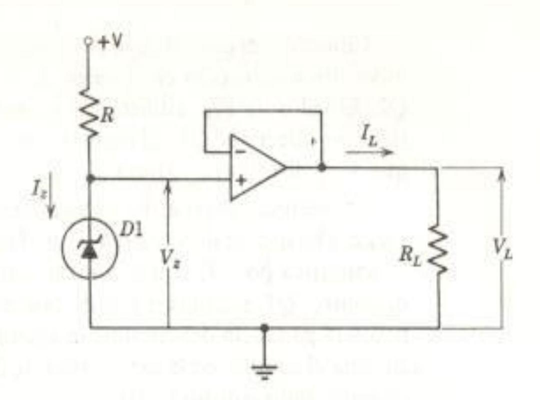
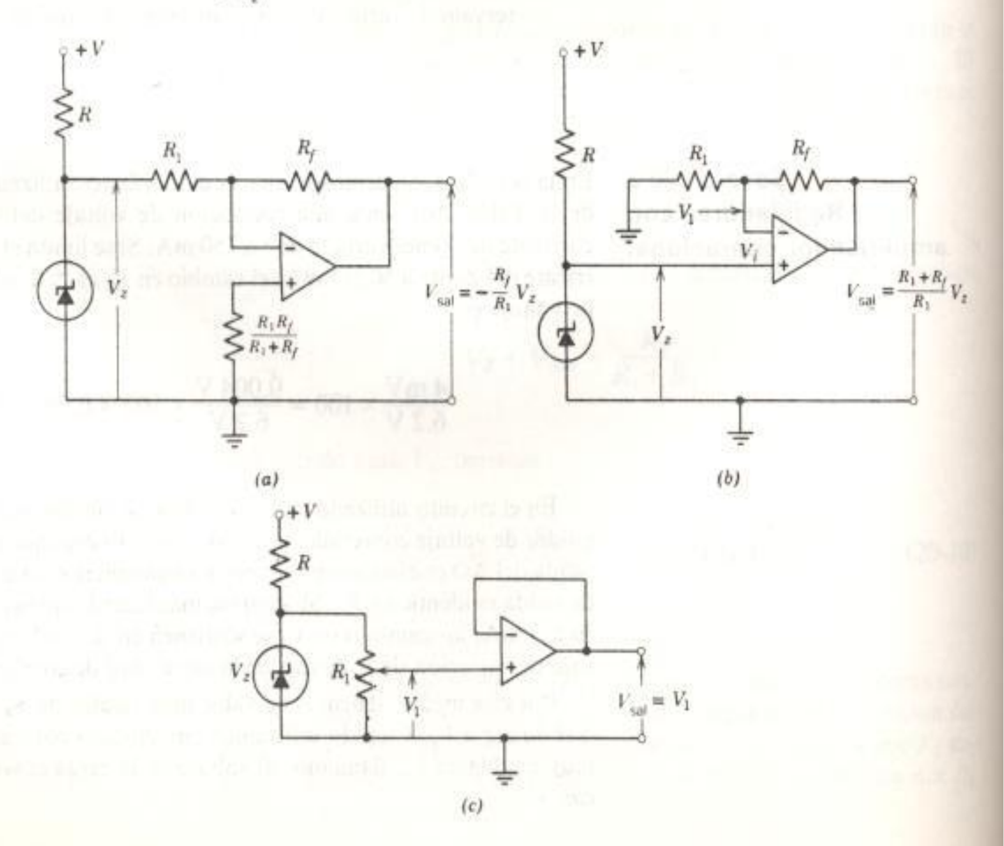


Fig. 20-6 Un diodo Zener como voltaje de referencia.

Son posibles muchas variaciones de circuitos que utilizan un diodo Zener y un AO. Tres de estas variaciones se muestran en la Fig. 20-7. Podemos utilizar el circuito dado en la Fig. 20-7*b* para ilustrar un concepto

Fig. 20-7 Fuentes de referencia del Zener (*a*) Inversora, por lo común $|-V_{sal}| > |V_z|$. (*b*) No inversora, por lo común $V_{sal} > V_z$ (*c*) De referencia variable. $V_{sal} < V_z$.



que se aplica a todos los circuitos reguladores de voltaje. En la operación normal del circuito V_i es cero. Si la salida disminuye por una cantidad $-\Delta V_{sal}$, la disminución en V_1 es la señal de entrada V_i al AO.

$$\Delta V_1 = V_i = \frac{R_1}{R_1 + R_f} (-\Delta V_{sal})$$

El AO amplifica V_i por el factor $A_{v,OL}$ e invierte la polaridad en la salida. Esta señal de salida causa que V_{sal} regrese a su valor original. Como resultado de esta acción, el AO es llamado con frecuencia un *amplificador de error*.

Si el circuito mostrado en la Fig. 20-8*a* opera en forma adecuada,

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_L \qquad (20\text{-}11a)$$

Puesto que V_i es cero en este AO ideal, V_1 debe ser igual a V_Z.

$$V_1 = V_Z \qquad (20\text{-}11b)$$

Sustituyendo la Ec. 20-11*a* en la Ec. 20-11*b*, tenemos

$$V_z = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_L$$

Resolviendo para V_L, encontramos

$$V_L = \frac{R_1 + R_f}{R_1} V_Z \qquad (20\text{-}12)$$

La Ec. 20-12 muestra que V_L es un valor constante e independiente de I_L. La salida del AO es

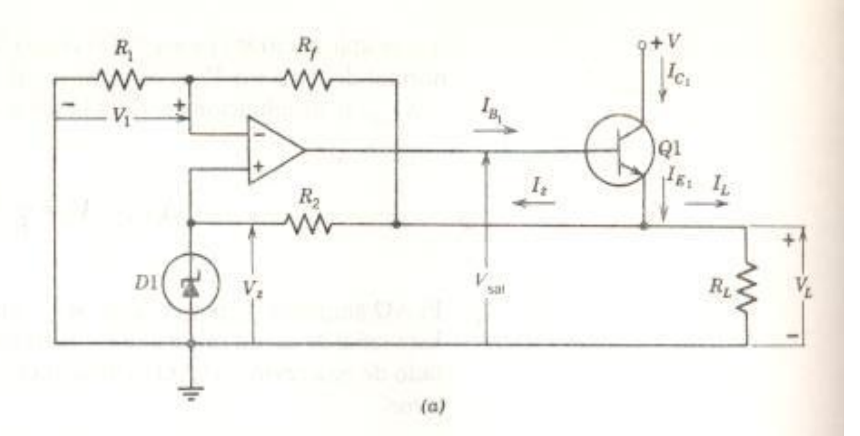
$$V_{sal} = V_{BE_1} + V_L \qquad (20\text{-}13)$$

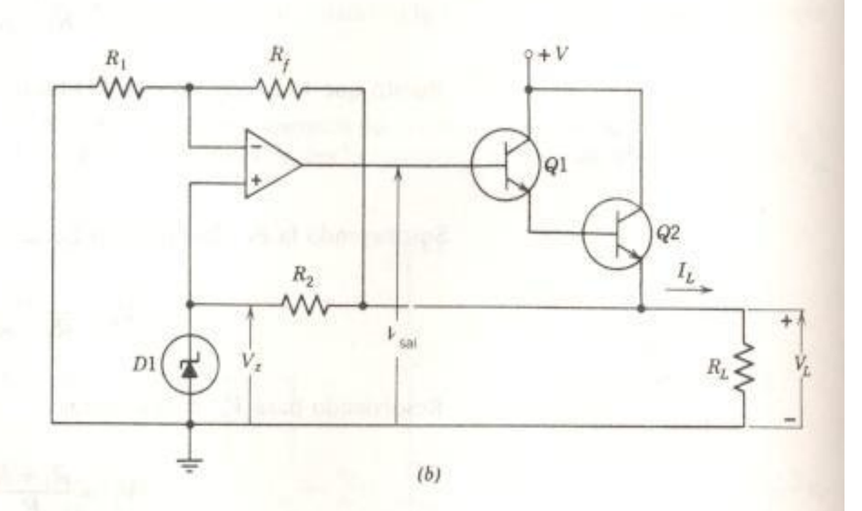
Las corrientes en $Q1$ se indican en el diagrama del circuito. Una inspección del circuito muestra que

$$I_{E_1} = (1 + \beta)I_{B_1} \qquad (20\text{-}14)$$

y

$$I_{E_1} = I_Z + I_L \qquad (20\text{-}15)$$





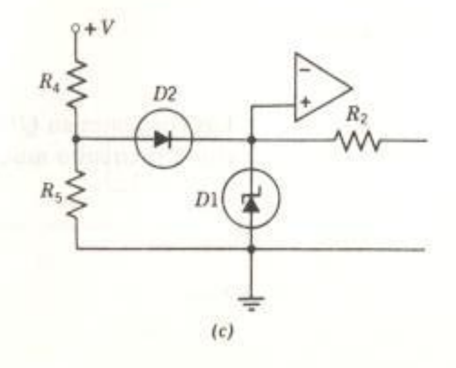


Fig. 20-8 Regulador de AO básico. (*a*) Con un sólo transistor de paso. (*b*) Con dos transistores de paso. (*c*) Circuito de encendido del diodo Zener para aumentarse a los circuitos de las Figs. 20-8*a* y 20-8*b*.

El AO produce una salida de corriente que proporciona la corriente de la base de $Q1$. Si I_L es cero, I_{E_1} es I_Z, la corriente requerida para operar al diodo Zener. Cuando se coloca una carga R_L en el circuito, la corriente del emisor del $Q1$ debe aumentar. El AO debe producir una corriente de base I_{B1} suficiente para mantener V_1 igual a V_Z. Si la máxima corriente de salida del AO es 5 mA y si β de $Q1$ es 80, la máxima corriente disponible a través de $Q1$ es

$$I_{E_1} = (1+\beta)I_{B_1} = (1+80)5 = 405 \text{ mA}$$

Si I_Z es 5 mA, luego la máxima corriente en la carga I_L es 400 mA. El transistor de paso $Q1$ debe ser capaz de disipar

$$P_C = (V - V_L)I_C = (V - V_L)\beta I_B \text{ W} \qquad (20\text{-}16)$$

Cuando se requieren corrientes mayores del regulador, se conectan dos transistores de paso en un circuito Darlington como muestra la Fig. 20-8*b*. Las ecuaciones anteriores son válidas excepto la Ec. 20-13, la cual debe cambiarse a

$$V_{sal} = V_{BE_1} + V_{BE_2} + V_L \qquad (20\text{-}17)$$

Se pueden obtener corrientes muy altas de un circuito regulador colocando transistores adicionales en paralelo con $Q2$.

Cuando el circuito de la Fig. 20-8*a* se apaga, ambos voltajes V_L y V_{sal} son cero. El transistor de paso $Q1$ tiene polarización cero y está en corte. Si $+V$ se aplica al circuito, V_{sal} y V_L permanecen en cero. Para que este circuito opere de manera adecuada cuando se enciende, debe utilizarse un circuito suplementario (Fig. 20-8*c*) para asegurar que el diodo Zener alcanza su valor de operación. El diodo $D2$ proporciona la corriente al diodo Zener para que V_Z aumente desde cero hasta su valor de operación. A este arreglo se le llama *circuito de arranque*.

Problemas

20-3.1 En la Fig. 20-7*a*, V_Z es 6.2 V e I_Z es 10 mA. $+V$ es 15 V y V_{sal} debe ser -9.6 V. R_1 es de 10 kΩ. Determine los valores de las componentes del circuito.

20-3.2 En la Fig. 20-7*b*, V_Z es 6.2 V e I_Z es 10 mA. $+V$ es 15 V y V_{sal} debe ser 8.7 V. Si R_1 es de 10 kΩ, encuentre R y R_f.

20-3.3 En la Fig. 20-7*c*, V_Z es 6.2 V e I_Z es 10 mA. $+V$ es 15 V y R_1 es de 20 kΩ. Encuentre R y el intervalo de variación de V_{sal}

20-3.4 En la Fig. 20-8*a*, V_Z es 5.0 V e I_Z es 8 mA. $+V$ es 15 V y V_L es 10 V. La salida del AO está limitada a $\pm$ 20 mA. Si β es 40 y V_{BE} es 0.6 V para el transistor, ¿cuál es el máximo intervalo de corriente regulada I_L? ¿Cuáles son los valores de R_f y R_2 si R_1 es de 20 kΩ?

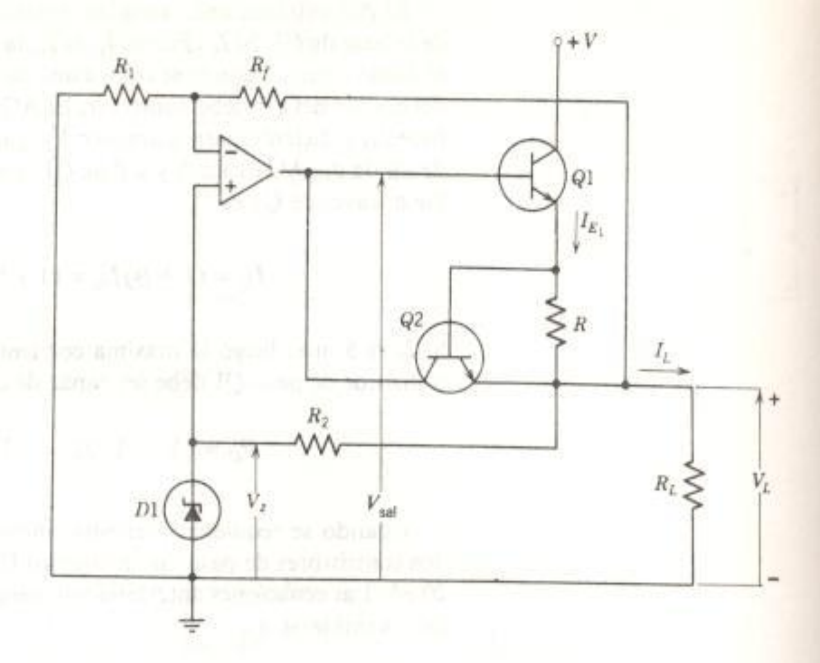


Fig. 20-9 El limitador de corriente.

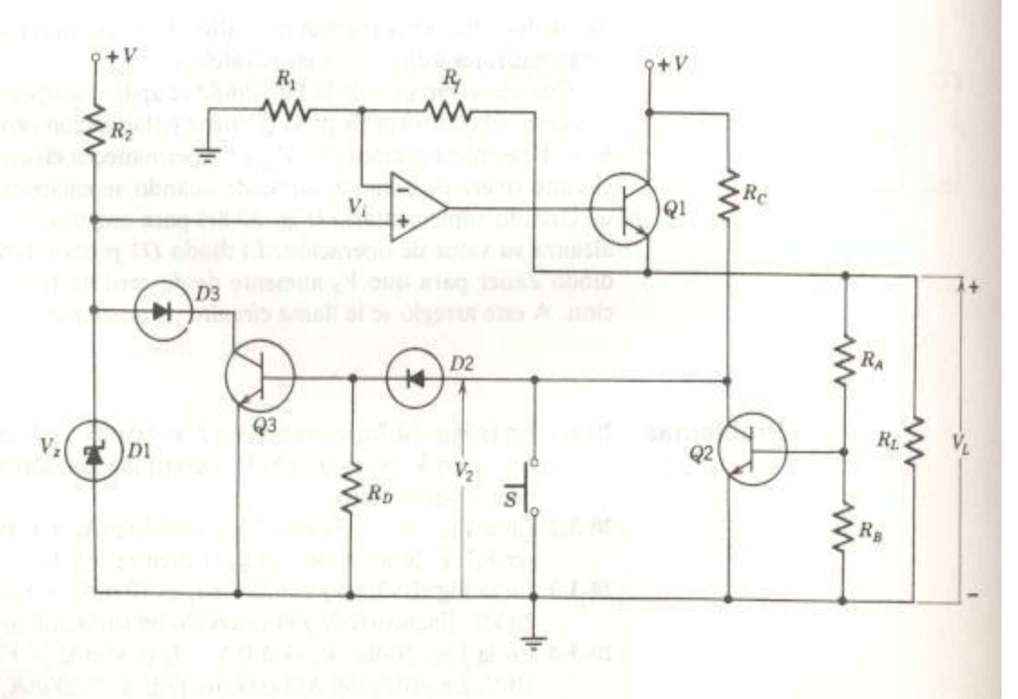


Fig. 20-10 Circuito para proporcionar suspensión del cortocircuito.

20-3.5 Repita el Prob. 20-3.4 para el circuito dado en la Fig. 20-8*b*. Suponga que ambos transistores son idénticos.

Sección 20-4 Características de los reguladores

Limitación de corriente

El circuito limitador de corriente mostrado en la Fig. 20-9 es el circuito regulador básico con AO dado en la Fig. 20-8*a* con la adición de la resistencia R y el transistor $Q2$. Si la caída de voltaje a través de R, $I_{E1}R$, es menor que 0.6 V o 0.7 V, $Q2$ está cortado. Si la caída de voltaje a través de R es mayor que 0.6 V o 0.7 V, el transistor $Q2$ se enciende. Cuando se enciende $Q2$, la corriente de salida del AO se desvía de la base del transistor de paso $Q1$ hacia el transistor $Q2$. Por lo tanto, se le impide a la corriente de carga incrementarse más allá de un nivel predeterminado.

Pueden utilizarse diferentes valores de R para proporcionar una limitación de corriente ajustable. En cualquier caso, aun si se pone en cortocircuito la carga, la corriente de cortocircuito no puede exceder el valor predeterminado establecido por R. Debe ponérsele un disipador de calor a $Q1$ para disipar la potencia total de la corriente limitada de cortocircuito.

$$P_C = VI_{sc} \text{ W} \tag{20-18}$$

Suspensión del cortocircuito

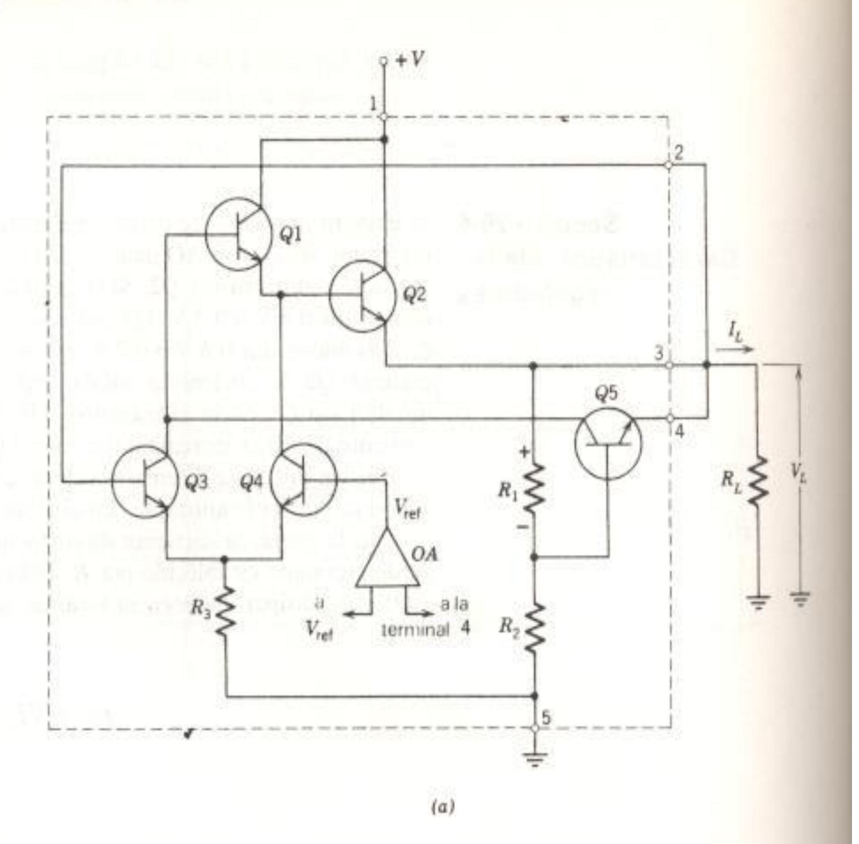
El circuito regulador básico con AO de la Fig. 20-8*a* se modifica retornando R_2 a la fuente de voltaje como se muestra en la Fig. 20-10.

Los componentes $Q2$, $Q3$, $D2$, $D3$, R_A, R_B, R_C y R_D se aumentan a este circuito.

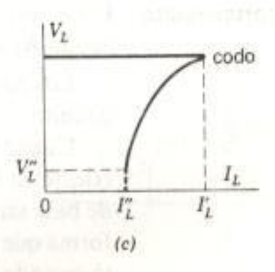
Cuando el regulador está operando en forma normal, hay una corriente en la base de $Q2$ producida por la red de R_A y R_B. Esta corriente de base satura a $Q2$. El voltaje del colector es suficientemente bajo de tal forma que la corriente en $D2$ y en la base de $Q3$ es cero. Por lo que $Q3$ está cortado y su alta impedancia no proporciona una trayectoria en paralelo a través del diodo Zener $D1$. Por lo tanto, este diodo opera en forma normal.

Si ocurre un cortocircuito a través de la carga, la corriente de base en $Q2$ cae a cero. Por lo que $Q2$ se corta y su voltaje de colector aumenta a $+V$. Ahora la corriente fluye a través de $D2$ dentro de la base de $Q3$. La corriente fluye a través de $D2$ y $Q3$ se satura. El diodo Zener deja de operar debido a que el voltaje en paralelo de $D3$ y $Q3$ es muy bajo. Este voltaje bajo lleva a la terminal no inversora del AO hacia cero. Por lo que, la terminal inversora del AO es forzada hacia cero debido a que V_i debe permanecer muy pequeño. Luego, la salida del AO también es forzada a cero. La corriente de base en $Q1$ va a cero e I_L va a cero.

Esta *suspensión* es una condición estable y, como resultado, las salidas V_L e I_L permanecen en cero. Si se oprime de manera momentánea el interruptor de botón S, $Q2$ es puesto en cortocircuito y el circuito regresa



(a)



(c)

Fig 20-11 Repliegue. (*a*) Regulador sin repliegue. (*b*) Regulador con repliegue. (*c*) Característica del repliegue.

a su operación normal si el cortocircuito en la carga ha sido quitado. El interruptor *S* es denominado *reset* en el tablero.

Repliegue Un diagrama modificado para el regulador, se muestra en la Fig. 20-11*a*. *Q*1 y *Q*2 son los transistores de paso en serie que proporcionan la corriente I_L a la carga. El símbolo de circuito denominada OA es el sistema de circuitos que proporciona el voltaje de referencia V_{ref} a la base de *Q*4. Los valores de R_2 y R_1 se fijan de tal forma que la caída de voltaje a tra-

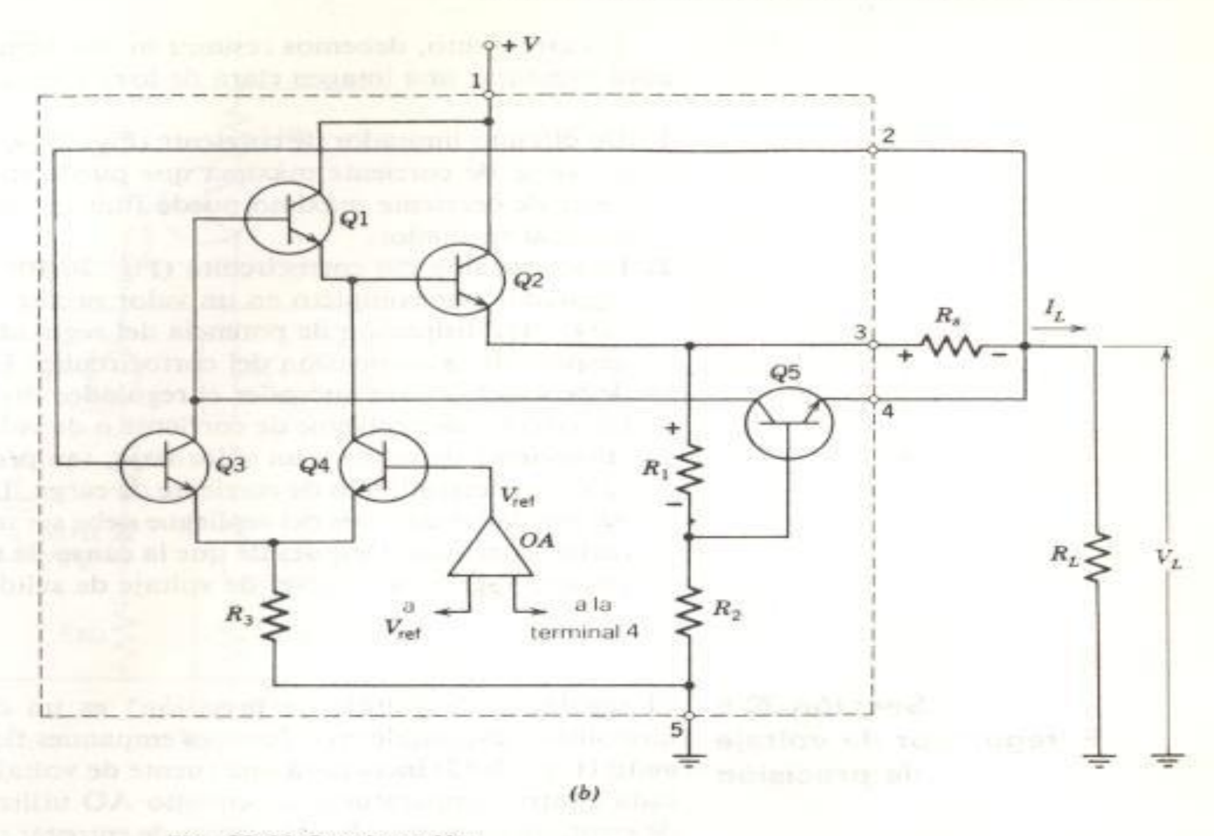


Fig. 20-11 Continuación

vés de R_1 produce una polarización de corte a través de la base y el emisor de $Q5$. La corriente de colector en $Q5$ es cero.

Ahora se conecta el circuito a una carga como se muestra en la Fig. 20-11*b*. La caida de voltaje $I_L R_s$ a través de R_s tiene la polaridad mostrada en el diagrama. Esta polaridad se opone a la de la caida de voltaje a través de R_1. En un valor predeterminado de la corriente de carga I_L', el transistor $Q5$ llega a polarizarse directamente. Ahora la corriente fluye en el colector de $Q5$.

La corriente del colector en $Q5$ reduce la corriente de base de $Q1$. Esta reducción en la corriente de base de $Q1$ reduce tanto I_L como V_L. Puesto que R_s, R_1 y R_2 están todas en serie a través de V_L, $Q5$ está en conducción cuando I_L y V_L caen. La corriente en la carga continúa disminuyendo hasta que alcanza un valor final en I_L''. El voltaje de carga en este punto final puede ser cero o V_L''. La trayectoria de operación del voltaje y de la corriente de *repliegue* se muestran en la Fig. 20-11*c*.

En este punto, debemos resumir lo que hemos hecho en esta sección para presentar una imagen clara de los objetivos de estos circuitos.

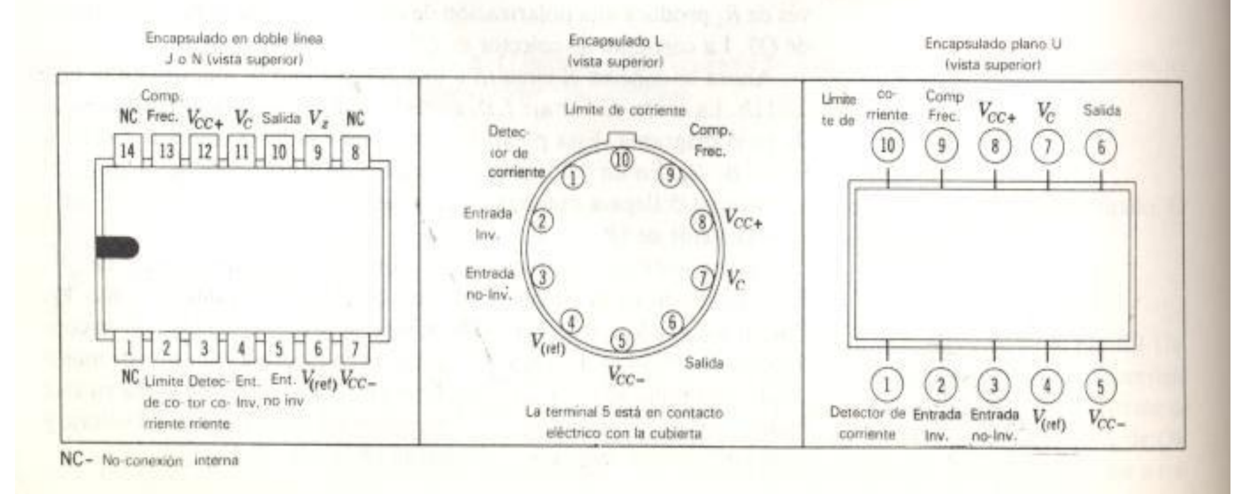
1. Un circuito limitador de corriente (Fig. 20-9) se utiliza para establecer un valor de corriente máxima que puede entregarse a la carga. Este valor de corriente máximo puede fluir en forma continua sin causar daño al regulador.
2. La suspensión del cortocircuito (Fig. 20-10) se utiliza para apagar el regulador por completo en un valor predeterminado de corriente de carga. La disipación de potencia del regulador es efectivamente cero después de la suspensión del cortocircuito. Debe oprimirse un botón de reposición para encender el regulador otra vez.
3. Un circuito de repliegue de corriente o de voltaje (Fig. 20-11*b*) reduce la corriente de salida a un valor bajo, tan pronto como se alcanza un valor predeterminado de corriente de carga. La disipación de potencia del regulador después del repliegue debe ser un valor seguro para operación continua. Después de que la causa de la sobrecarga se quita, el circuito regresa a su nivel de voltaje de salida normal.

Sección 20-5 El regulador de voltaje de precisión

El regulador de voltaje de precisión* es un circuito integrado lineal monolítico disponible en diferentes empaques físicos (Fig. 20-12). El circuito (Fig. 20-13) incorpora una fuente de voltaje de referencia compensada contra temperatura, un circuito AO utilizado como amplificador de error, un transistor de paso capaz de entregar una corriente de salida de 150 mA, y un transistor que puede utilizarse para limitar la corriente de salida. Pueden conectarse transistores de paso adicionales externos como, por ejemplo, se muestra en la Fig. 20-17.

* Los datos del μA723 utilizados en esta sección son una cortesía de Texas Instruments Inc.

Fig. 20-12 Empaques disponibles para el regulador de voltaje de precisión μA723. (*Cortesía Texas Instruments Inc.*)



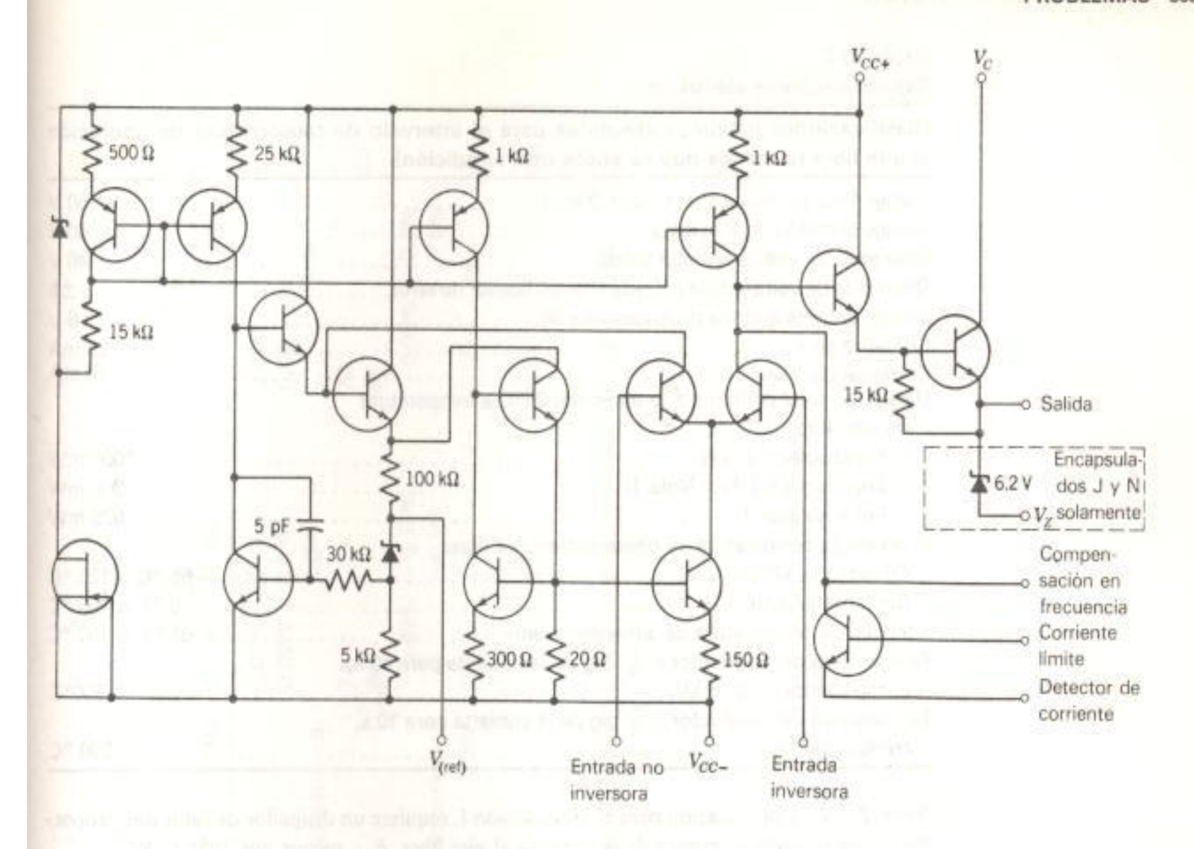


Fig. 20-13 Diagrama esquemático del regulador de voltaje de presión mA 723. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

Las especificaciones eléctricas para este CI son registradas en las Tablas 20-2 y 20-3. El μA 723C es la unidad de tipo comercial y el μA723M es la unidad que guarda especificaciones militares. Aplicaciones comunes de este CI se muestran en los circuitos dados en las Figs. 20-14 a la 20-25.

La Tabla 20-4 muestra los valores de los componentes requeridos por estos circuitos para obtener una serie de voltajes de salida comunes. La ecuación dada en la Tabla 20-5 puede utilizarse para proporcionar cualquier voltaje de salida. Asimismo, se dan las instrucciones para obtener un voltaje de salida variable.

Problemas

Suponga que la corriente máxima permisible del CI es 150 mA. Asimismo que P_C está limitada a 800 mW para todos los problemas. En todos los circuitos utilice 10 kΩ para R_1.

20-5.1 Utilice la Fig. 20-14. El voltaje de la carga es 4.2 V y + V_1 es 10 V. Determine las componentes externas del circuito que se requieren y el valor máximo permisible de I_L.

Tabla 20-2
Especificaciones eléctricas

Clasificaciones máximas absolutas para el intervalo de temperatura de operación al aire libre (a menos que se anote otra condición)

Voltaje Pico de V_{CC+} a V_{CC-} ($+t_w \leq 50ms$)	50 V
Voltaje continuo de V_{CC+} a V_{CC-}	40 V
Diferencia de voltaje entrada-salida	40 V
Diferencia de voltaje de la entrada al amplificador de error	±5
Voltaje entre la entrada no inversora y V_{CC-}	8 V
Corriente de V_z	25 mA
Corriente de $V_{(ref)}$	15 mA
Disipación total continua a (o abajo de) 25°C a temperatura de aire libre	
Encapsulado J o N	1000 mW
Encapsulado L (ver Nota 1)	800 mW
Encapsulado U	675 mW
Intervalo de temperatura de operación en aire libre:	
Circuitos μA723M	−55 °C a 125 °C
Circuitos μA723C	0 °C a 150 °C
Intervalo de temperatura de almacenamiento	−65 °C a 150 °C
Temperatura del conductor a $\frac{1}{16}$ plg de la cubierta para 60 s, encapsulados J, L, o U	300°C
Temperatura del conductor a $\frac{1}{16}$ plg de la cubierta para 10 s, encapsulado N,	260 °C

Nota: 1. Esta especificación para el encapsulado L requiere un disipador de calor que proporcione una resistencia térmica de la cubierta al aire libre, θ_{CA}, menor que 105° C/W.

Condiciones de Operación Recomendadas

	Mín	Máx	Unidades
Voltaje de entrada, V_1	9.5	40	V
Voltaje de salida, V_o	2	37	V
Diferencia de voltaje entrada-salida, $V_C - V_O$	3	38	V
Corriente de salida, I_o		150	mA

Fuente: Texas Instruments Inc.

20-5.2 Utilice la Fig. 20-15. El voltaje de la carga es 11.5 V y $+V_1$ es 20 V. Determine las componentes externas del circuito que se requieren y el valor máximo permisible de I_L.

20-5.3 Utilice la Fig. 20-16. El voltaje de la carga es −10 V y $-V_1$ es −15 V. La β del transistor es 50. ¿Cuál es el valor máximo de I_L? Determine los componentes externos del circuito y el valor de P_c para el transistor.

20-5.4 Utilice la Fig. 20-17. Repita el Prob. 20-5.3 para este circuito. Suponga que todos los voltajes son positivos.

Tabla 20-3 Características eléctricas a la temperatura de aire libre especificada

Parámetro	Condiciones de prueba*		µA723M			µA723C			Unidad
			Mín	Tipo	Máx	Mín	Tipo	Máx	
Regulación de entrada	$V_I = 12$ V a $V_I = 15$ V	25°C		0.01%	0.1%		0.01%	0.1%	
	$V_I = 12$ V a $V_I = 40$ V	25°C		0.02%	0.2%		0.1%	0.5%	
	$V_I = 12$ V a $V_I = 15$ V	Intervalo completo			0.3%			0.3%	
Rechazo de ondulación	$f = 50$ Hz a 10 kHz, $C_{(ref)} = 0$	25°C		74			74		dB
	$f = 50$ Hz a 10 kHz, $C_{(ref)} = 5\ \mu F$	25°C		86			86		
Regulacion de la salida	$I_O = 1$ mA a $I_O = 50$ mA	25°C		−0.03%	−0.15%		−0.03%	−0.2%	
		Intervalo completo			−0.6%			−0.6%	
Voltaje de referencia, $V_{(ref)}$		25°C	6.95	7.15	7.35	6.8	7.15	7.5	V
Corriente de calentamiento	$V_I = 30$ V, $I_O = 0$	25°C		2.3	3.5		2.3	4	mA
Coeficiente de temperatura del voltaje de salida		Intervalo completo		0.002	0.015		0.003	0.015	%/°C
Corriente de salida de cortocircuito	$R_{sc} = 10\ \Omega$, $V_O = 0$	25°C		65			65		mA
Ruido de voltaje en la salida	$BW = 100$ Hz a 10 kHz, $C_{(ref)} = 0$	25°C		20			20		µV
	$BW = 100$ Hz a 10 kHz, $C_{(ref)} = 5\ \mu F$	25°C		2.5			2.5		

Fuente: Texas Instruments Inc.

*El intervalo complento para el µA723M es de −55 °C a 125 °C y para el µA723C es de 0 °C a 70 °C.

Nota: Para todos los valores de esta tabla se conecta el dispositivo como se muestra en la Fig. 20-14 con la resistencia del divisor vista por el amplificador de error ≤ 10 kΩ.

A menos que se especifique otra condición, $V_1 = V_{CC+} = V_c = 12$ V, $V_{CC-} = 0$, $V_0 = 5$ V, $I_O = 1$ mA, $R_{sc} = 0$, y $C_{(ref)} = 0$.

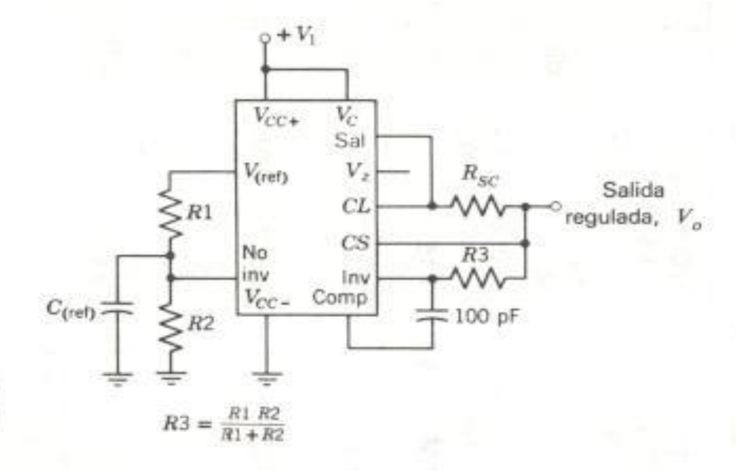


Fig 20-14 Regulador básico de bajo voltaje (V_o = 2 a 7 volts). (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

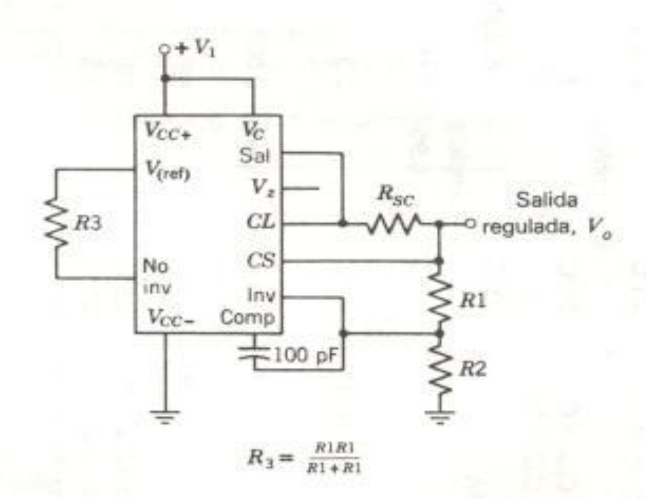


Fig. 20-15 Regulador básico de alto voltaje (V_o = 7 a 37 volts). (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

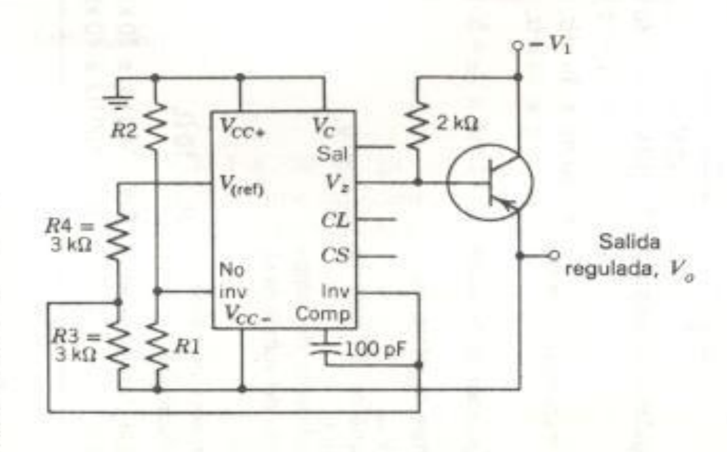


Fig. 20-16 Regulador de voltaje negativo. Si la magnitud de $-V_i$ es menor que 9 V, conecte V_{CC+} y V_C a una fuente de alimentación positiva de tal forma que de V_{CC+} a V_{CC-} la diferencia sea mayor que 9 V. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

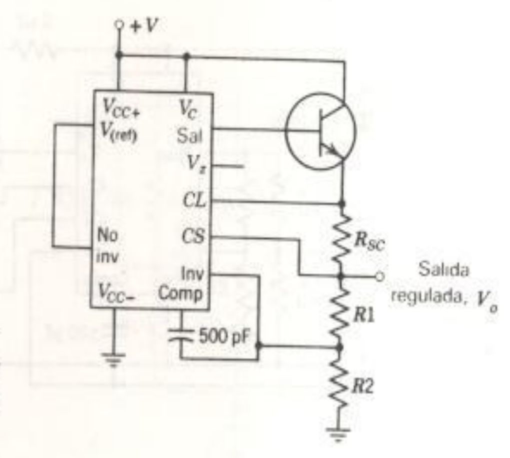


Fig. 20-17 Regulador de voltaje positivo (con transistor de paso *N-P-N* externo). (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

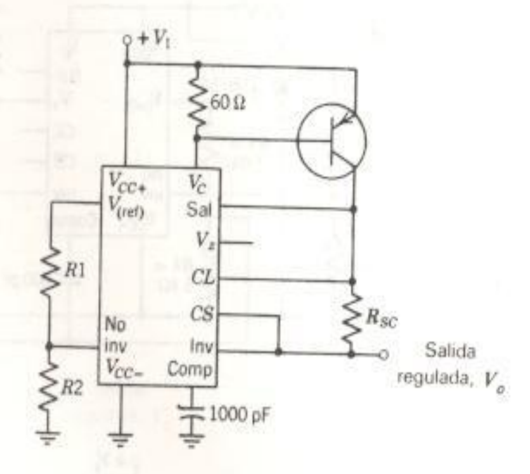


Fig. 20-18 Regulador de voltaje positivo (con transistor de paso *P-N-P* externo). (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

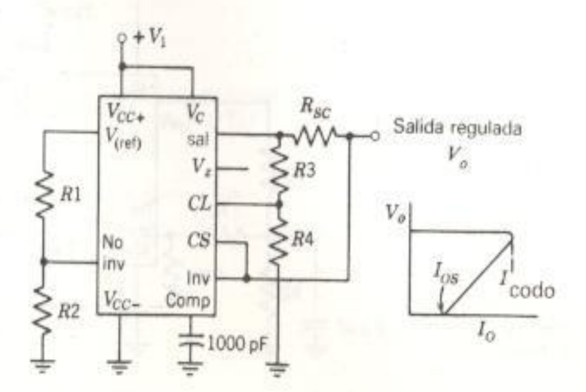


Fig. 20-19 Limitación de corriente por repliegue (fold-back). (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

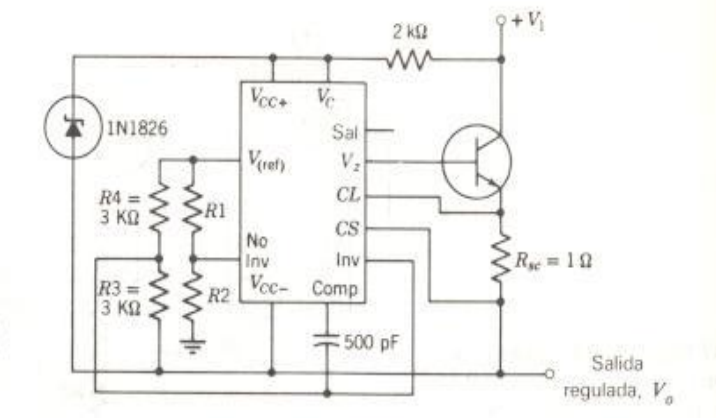


Fig. 20-20 Regulador positivo "flotante". (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

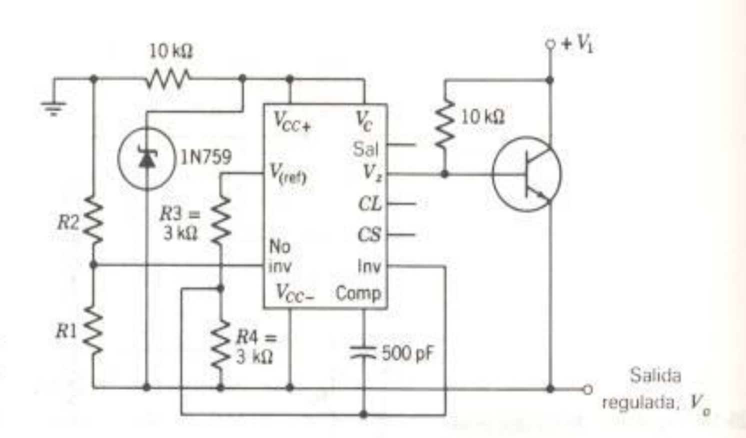


Fig. 20-21 Regulador negativo "flotante". (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

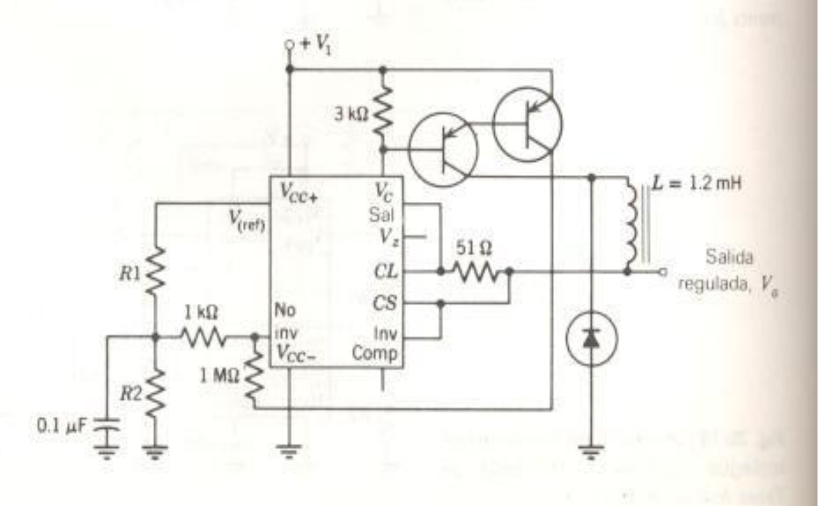


Fig. 20-22 Regulador positivo de conmutación. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

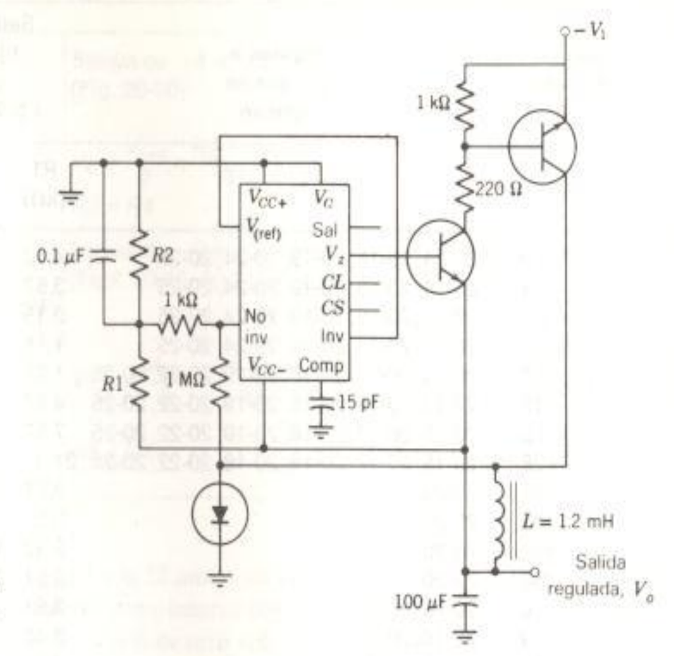
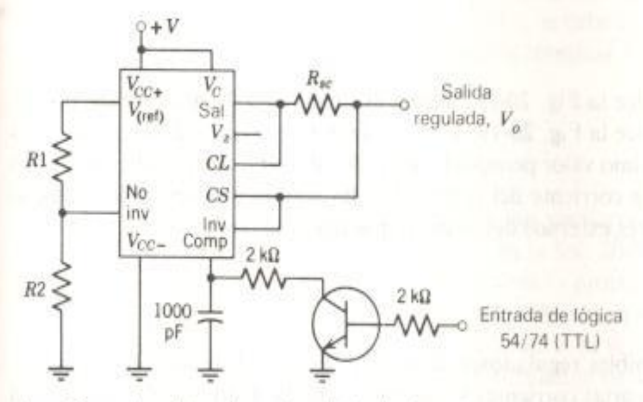


Fig. 20-23 Regulador negativo de conmutación. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)



Nota: Se puede utilizar el transistor limitador de corriente para suspensión si no se requiere limitación de corriente.

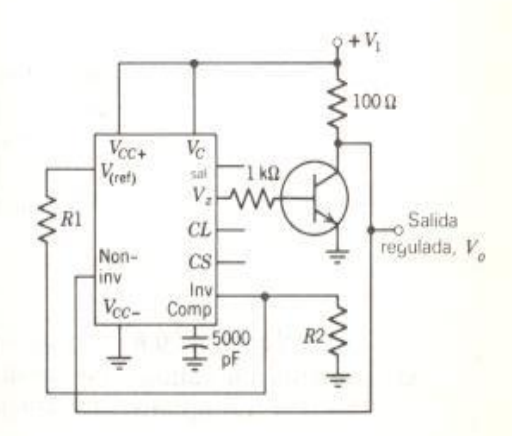


Fig. 20-24 Regulador con suspensión remota de cortocircuito con limitación de corriente. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

Fig. 20-25 Regulador en paralelo. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

Tabla 20-4 Valores de resistencia (kΩ) para voltajes de salida comunes

Voltaje de salida	Figuras a las que se aplican	Salida fija (± 5%)		Salida ajustable (± 10%)		
		R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	R1 (kΩ)	P1 (kΩ)	R2 (kΩ)
+3.0	20-14, 20-18, 20-19, 20-24, 20-25	4.12	3.01	1.8	0.5	1.2
+3.6	20-14, 20-18, 20-19, 20-24, 20-25	3.57	3.65	1.5	0.5	1.5
+5.0	20-14, 20-18, 20-19, 20-24, 20-25	2.15	4.99	0.75	0.5	2.2
+6.0	20-14, 20-18, 20-19, 20-24, 20-25	1.15	6.04	0.5	0.5	2.7
+9.0	20-15, 20-17, 20-18, 20-19, 20-22, 20-25	1.87	7.15	0.75	1.0	2.7
+12	20-15, 20-17, 20-18, 20-19, 20-22, 20-25	4.87	7.15	2.0	1.0	3.0
+15	20-15, 20-17, 20-18, 20-19, 20-22, 20-25	7.87	7.15	3.3	1.0	3.0
+28	20-15, 20-17, 20-18, 20-19, 20-22, 20-25	21.0	7.15	5.6	1.0	2.0
+45	20-20	3.57	48.7	2.2	10	39
+75	20-20	3.57	78.7	2.2	10	68
+100	20-20	3.57	105	2.2	10	91
+250	20-20	3.57	255	2.2	10	240
−6	20-16, 20-23	3.57	2.43	1.2	0.5	0.75
−9	20-16, 20-23	3.48	5.36	1.2	0.5	2.0
−12	20-16, 20-23	3.57	8.45	1.2	0.5	3.3
−15	20-16, 20-23	3.57	11.5	1.2	0.5	4.3
−28	20-16, 20-23	3.57	24.3	1.2	0.5	10
−45	20-21	3.57	41.2	2.2	10	33
−100	20-21	3.57	95.3	2.2	10	91
−250	20-21	3.57	249	2.2	10	240

20-5.5 Utilice la Fig. 20-18. Repita el Prob. 20-5.4 para este circuito.

20-5.6 Utilice la Fig. 20-19. V_L es + 18 V y + V_1 es +25 V. ¿Cuál es el máximo valor permisible de I_L, de tal forma que I_{os} debe ser el 30% de la corriente del codo? ¿Cuáles son los valores de los componentes externos del circuito que se requieren?

Sección 20-6 El regulador de voltaje completo

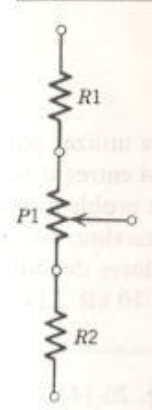
Hay disponibles reguladores de voltaje fijo en CI monolíticos que proporcionan varias corrientes y voltajes de salida. Estos reguladores tienen tres terminales:

1. Común **2.** Entrada **3.** Salida

Estas unidades pueden conectarse en un circuito sin necesitar otros componentes externos adicionales aparte de los capacitores que se emplean para suprimir los pulsos intermitentes de ruido. Las unidades tienen cir-

Tabla 20-5 Fórmulas para el voltaje de salida

Salidas de +2 a +7 volts (Figs. 20-14, 20-18, 20-19, 20-22, 20-24, 20-25, 20-17*) $V_O = V_{(ref)} \times \frac{R2}{R1 + R2}$	Salidas de +4 a +250 volts (Fig. 20-20) $V_O = \frac{V_{(ref)}}{2} \times \frac{R2 - R1}{R1}$; $R3 = R4$	Limitación de corriente $I_{(límite)} \approx \frac{0.65\ V}{R_{SC}}$
Salidas de +7 a +37 volts (Figs. 20-15, 20-17, 20-18*, 20-19*, 20-22*, 20-24*, 20-25*) $V_O = V_{(ref)} \times \frac{R1 + R2}{R2}$	Salidas de −6 a −250 volts (Figs. 20-16, 20-21, 20-23) $V_O = -\frac{V_{(ref)}}{2} \times \frac{R1 + R2}{R1}$; $R3 = R4$	Limitación de corriente de repliegue (Fig. 20-19) $I_{(codo)} \approx \frac{V_O R3 + (R3 + R4)0.65\ V}{R_{SC} R4}$; $I_{OS} \approx \frac{0.65\ V}{R_{SC}} \times \frac{R3 + R4}{R4}$



Notas:

1. Las Figs. de la 1 a la 12 muestran al divisor R_1/R_2 a través de V_0 o de $V_{(ref)}$. Las figuras con números con * se pueden utilizar si se coloca el divisor R_1/R_2 a través de otro voltaje ($V_{(ref)}$ o V_O) que no se colocó en las figuras sin.*
2. Para hacer ajustable el voltaje, el divisor $R1/R2$ mostrado en las figuras debe reemplazarse por el divisor mostrado a la derecha.
3. Para voltajes de salida negativos menores que 9 V, V_{CC+} y V_C deben conectarse a una fuente de alimentación positiva tal que el voltaje entre V_{CC+} y V_{CC-} sea mayor que 9 V.
4. Cuando se utilizan dispositivos μA723 de 10 terminales en aplicaciones que requieren V_z, se debe conectar un diodo regulador externo de 6.2 V en serie con la terminal V_O.

cuitos internos similares a aquellos del regulador de voltaje de precisión discutidos en la Sec. 20-5. Las unidades también tienen limitadores internos de corriente y protecciones térmicas, las cuales hacen al regulador inmune a una sobrecarga o a un cortocircuito.

El μA7808C es la versión comercial* y el μA7808M es la versión militar de un regulador de voltaje positivo que proporciona hasta 1.5 A a +8 V a una carga. Los dibujos de los diferentes encapsulados se muestran en la Fig. 20-26. El circuito interno se muestra en la Fig. 20-27. Las especificaciones eléctricas se registran en las Tablas 20-6 y 20-7. Las curvas de reducción se muestran en la Fig. 20-28.

*Los datos del μA7808 utilizados en esta sección están disponibles por cortesía de *Texas Instruments Inc.*

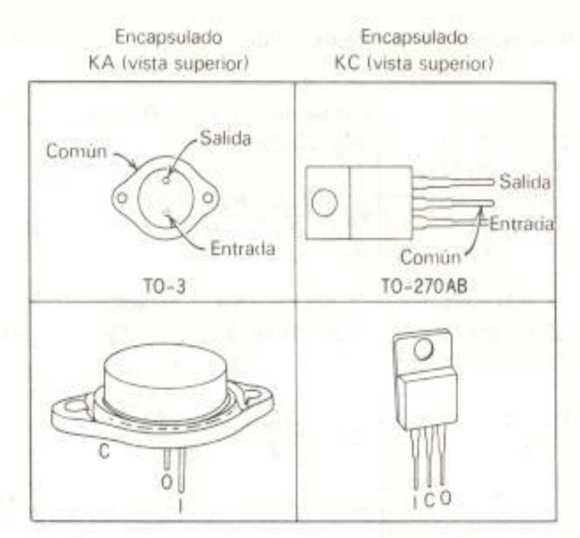


Fig. 20-26 Dibujos del regulador de voltaje positivo mA 7808.

Problemas adicionales

El regulador de voltaje de precisión μA723C se va a utilizar para construir una fuente de alimentación de +5-V que pueda entregar hasta 1 A como máximo. El rectificador entrega 10 V. En cada problema, determine la disipación de potencia del regulador μA723C (máximo 800 mW), la disipación de potencia del transistor de paso y los valores de todas las resistencias a utilizarse en el circuito externo. R_1 es de 10 kΩ. El transistor de paso tiene una β de 50.

20-1 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-14.
20-2 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-15.
20-3 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-17.
20-4 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-18.
20-5 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-19. I_{os} es 50 mA. Las ecuaciones de limitación de la corriente de repliegue (foldback) deben resolverse para R_{SC}.
20-6 Las especificaciones son las mismas que antes excepto que se requiere una fuente de −5-V y se utiliza un rectificador que proporciona −10 V. Se va a utilizar el circuito de la Fig. 20-16.

Para los Probs. del 20-7 al 20-10, las especificaciones son las mismas que antes, excepto que se requiere un regulador de + 15-V y 0.5-A que se alimenta con un rectificador de 20-V.

20-7. Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-15.
20-8 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-17.
20-9 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-18.
20-10 Se va a utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-19. I_{os} es 50 mA. Las ecuaciones de limitación de la corriente de repliegue (foldback) deben resolverse para R_{SC}.

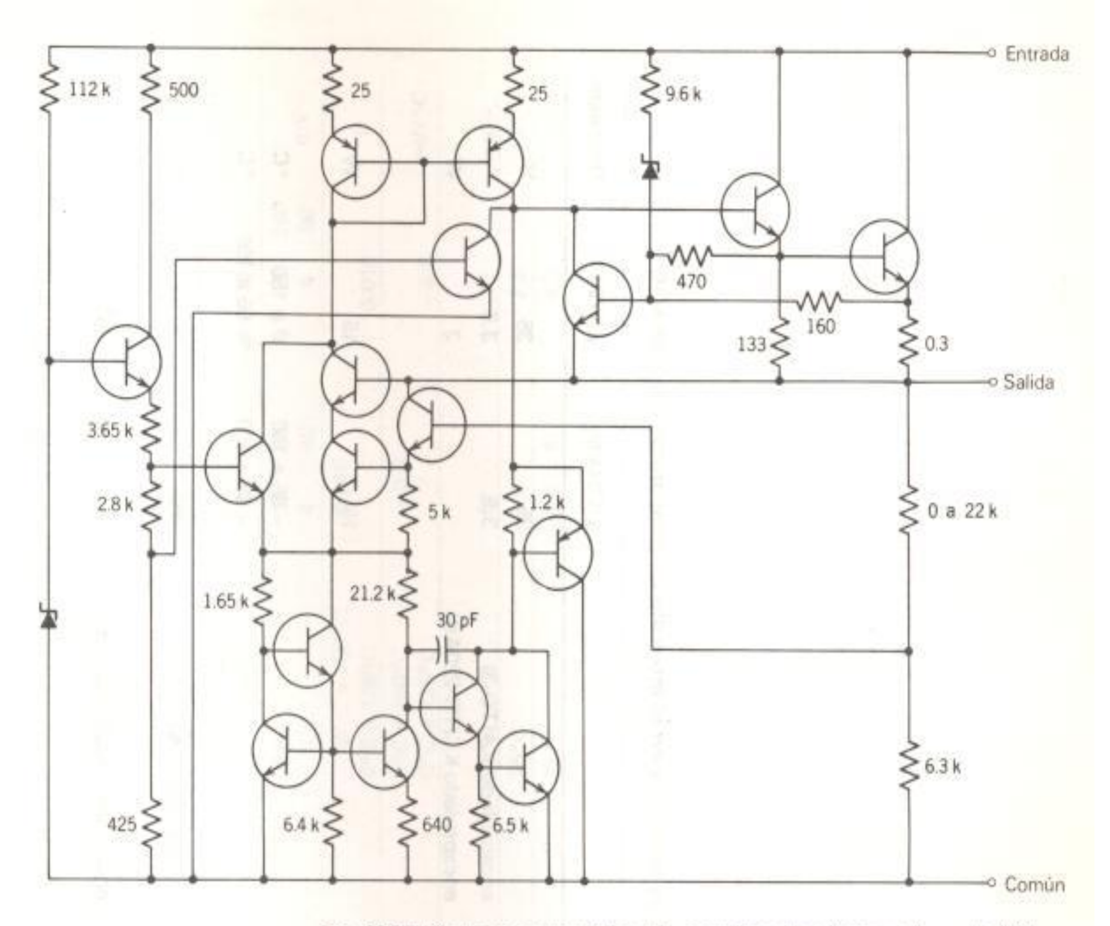


Fig. 20-27 Diagrama esquemático del regulador de voltaje positivo mA 7808.

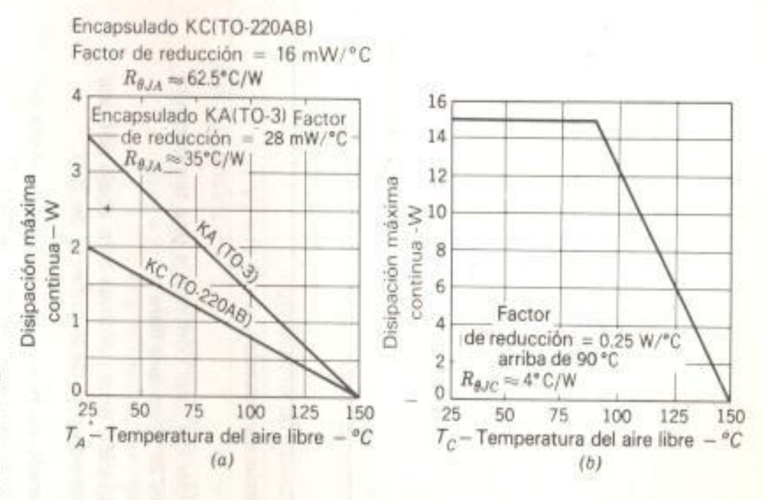


Fig. 20-28 Curvas de reducción de la disipación. (*a*) Aire libre. (*b*) Temperatura de la cubierta para ambos encapsulados TO-3 y TP-220AB. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

Tabla 20-6 Especificaciones máximas absolutas en el intervalo de temperatura de operación

		μA7808M	μA7808C	Unidades
Voltaje de entrada		35	35	V
Disipación total continua a una temperatura de 25°C en aire libre	encapsulado KA(TO-3)	3.5	3.5	
	encapsulado KC(TO-220AB)		2	W
Disipación total continua a (o abajo de) una temperatura de la cubierta de 25°C		15	15	W
Intervalo de operación aire libre-cubierta o temperatura virtual de la unión		−55 a 150	0 a 150	°C
Intervalo de temperatura de almacenamiento		−65 a 150	−65 a 150	°C
Temperatura del conductor a $\frac{1}{16}$ plg de la cubierta para 60 s	encapsulado KA(TO-3)	300	300	°C
Temperatura del conductor a $\frac{1}{16}$ plg de la cubierta para 10 s	encapsulado KC(TO-220AB)		260	°C

Cortesía de Texas Instruments Inc.

Tabla 20-7 Características eléctricas a la temperatura virtual de la unión especificada, $V_I = 14$ V, $I_O = 500$ mA

Parámetro	Condiciones de prueba*		μA7808M Mín.	μA7808M Típ.	μA7808M Máx.	μA7808C Mín.	μA7808C Típ.	μA7808C Máx.	Unidades
Voltaje de salida	$I_O = 5$mA a 1 A, $V_I = 11.5$ V a 23 V	25°C	7.7	8	8.3	7.7	8	8.3	V
	$P \leq 15$ W, $V_I = 10.5$ V a 23 V	−55°C a 150°C	7.6		8.4				
		0°C a 125°C				7.6		8.4	
Regulación de entrada	$V_I = 10.5$ V a 25 V	25°C		6	80		6	160	mV
	$V_I = 11$ V a 17 V			2	40		2	80	
Rechazo de ondulación	$V_I = 11.5$ V a 21.5 V, f = 120 Hz	−55°C a 150°C	62	72					dB
		0°C a 125°C				56	72		
Regulación de salida	$I_O = 5$ mA a 1.5. A	25°C		12	80		12	160	mV
	$I_O = 250$ mA a 750 mA			4	40		4	80	
Resistencia de salida	$f = 1$kHz	−55°C a 150°C		0.016					Ω
		0°C a 125°C					0.016		
Coeficiente de temperatura del voltaje de salida	$I_O = 5$mA	0°C a 150°C		−0.8					mV/°C
		0°C a 125°C					−0.8		
Ruido en el voltaje de salida	$f = 10$Hz a 100 kHz	25°C		52			52		μV
Caída del voltaje de salida	$I_O = 1$A	25°C		2.0			2.0		V
Corriente de polarización		25°C		4.3	6		4.3	8	mA
Cambio de la corriente de polarización	$V_I = 11.5$ V a 25 V	−55°C a 150°C			0.8				mA
	$V_I = 10.5$ a 25 V	0°C a 125°C						1	
	$I_O = 5$ mA a 1 A	−55°C a 150°C			0.5				
		0°C a 125°C						0.5	
Corriente de salida en cortocircuito		25°C		450			450		mA
Corriente de salida pico		25°C		2.2			2.2		A

* Todas las características se midieron con un capacitor de 0.33 μF a través de la entrada y un capacitor a través de la salida de 0.1 μF y todas las características excepto el ruido del voltaje y la razón de rechazo de ondulación se midieron utilizando la técnica de pulsos ($t_w \leq 10$ ms, ciclos de trabajo $\leq 5\%$). Los cambios en el voltaje de salida debidos a cambios en la temperatura interna deben tomarse en cuenta en forma separada. (*Cortesía de Texas Instruments Inc.*)

20-11 Las especificaciones son las mismas que antes excepto que se requiere un regulador de −15-V, 0.5-A que se alimenta con un rectificador de 20 V. Se va a usar el circuito mostrado en la Fig. 20-16.

20-12 Proporcione ejemplos donde se podría utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-20.

20-14 Proporcione ejemplos donde se podría utilizar el circuito mostrado en la Fig. 20-21.

21 Dispositivos de ruptura

Se utiliza el transistor de una unión (Sec. 21-1) como el elemento activo en el oscilador de relajación (Sec. 21-2). El diodo de cuatro capas, el diodo Shockley (Sec. 21-3), puede modificarse con un electrodo de compuerta para formar el rectificador controlado de silicio (Sec. 21-4). El arreglo de cuatro capas del rectificador controlado de silicio se modifica para convertirlo en el dispositivo controlado de ca, el triac (Sec. 21-5).

Sección 21-1 El transistor uniunión (UJT)

Un tipo de construcción del *diodo de doble base* o *transistor de uniunión* (UJT) tiene una pequeña barra de material *P* que se extiende dentro de un bloque de material *N* para formar una unión *P-N* (Fig. 21-1*a*). Se sueldan al material *N* dos contactos metálicos, llamados *contactos óhmicos,* Base 1 (*B*1) y Base 2 (*B*2) *sin* crear uniones *P-N* en los puntos de soldadura. El electrodo *B*1 es el retorno común para el circuito. Los símbolos de circuito para el UJT se muestran en las Figs. 21-1*b* y 21-1*c*. Las letras asignadas a las corrientes y voltajes se muestran en la Fig. 21-1*d*.

Cuando se aplica un voltaje positivo V_{BB} de *B*1 a *B*2, hay una caida de voltaje uniforme a través del material *N*, que tiene una *resistencia interbases* lineal R_{BB} en un intervalo de 4.7kΩ a 9.1kΩ, medidos cuando el emisor está abierto. La ubicación física del emisor es en algún punto entre *B*1 y *B*2. El voltaje en dicha ubicación puede determinarse por medio de la regla del divisor de voltaje y está dado por

$$\eta V_{BB}$$

El valor de η, *la razón intrínseca de equilibrio,* es un valor decimal comprendido en el intervalo de 0.50 a 0.85 en unidades comerciales.

Supongamos que se aplican 25 V entre *B*1 y *B*2. Cuando el emisor está aterrizado (conectado a *B*1), fluye una pequeña corriente de dispersión I_{EO} del orden de 1μA en el emisor (Fig. 21-2*a*). La unión del emisor ahora tiene un voltaje inverso igual a ηV_{BB} volts. La unión está polarizada inversamente tan pronto como el voltaje del emisor a tierra (*B*1) es menor que V_P.

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D \qquad (21\text{-}1)$$

donde V_D es el voltaje de la barrera (unión) para una unión de silicio (aproximadamente 0.6 V).

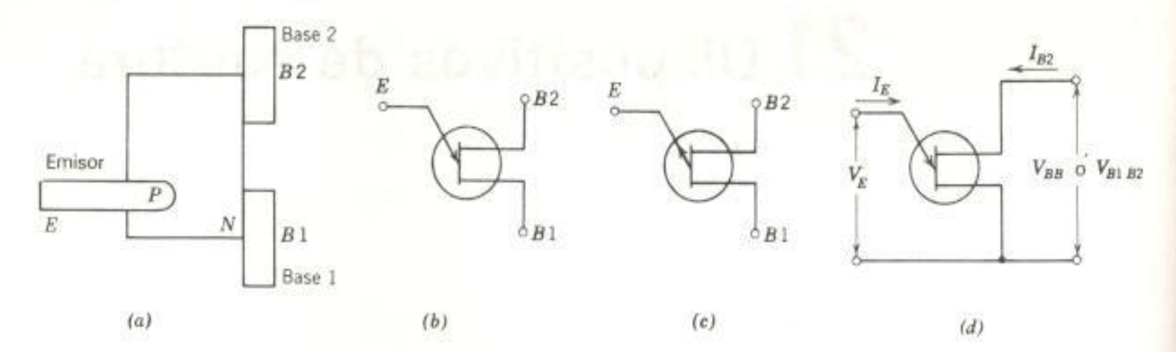


Fig. 21-1 El transistor uniunión. (*a*) Construcción. (*b*) Símbolo para el UJT con base tipo *N*. (*c*) Símbolo para el UJT con base tipo *P*. (*d*) Nomenclatura.

Cuando el voltaje en el emisor iguala a V_P o ($\eta V_{BB} + V_D$), la unión del emisor se polariza directamente. En este valor de V_P (*el voltaje pico*), la corriente de directa es I_P (*la corriente pico*) y tiene un valor del orden de 0.4 a 5μA. Esta pequeña corriente inyecta suficientes portadores de corriente dentro del material *N* para reducir a R_{BB} a un valor muy pequeño. Ahora la corriente del emisor está limitada al valor determinado por la resistencia en el circuito externo. El voltaje del emisor cae del punto pico V_P hacia cero cuando I_E se hace grande. Sin embargo, el circuito, después que se *enciende*, actúa como un diodo polarizado directamente. Encontramos que el voltaje de la unión más la caída *IR* en la resistencia volumétrica produce un voltaje que aumenta cuando I_E aumenta. Esta creciente caída de voltaje en el diodo se denomina $V_{E,\text{sat}}$. En consecuencia, encontramos que la suma de los dos efectos da como resultado un voltaje mínimo llamado *punto valle*, V_V. La corriente correspondiente a V_V es la *corriente valle* I_V, como se muestra en la Fig. 21-2*a*.

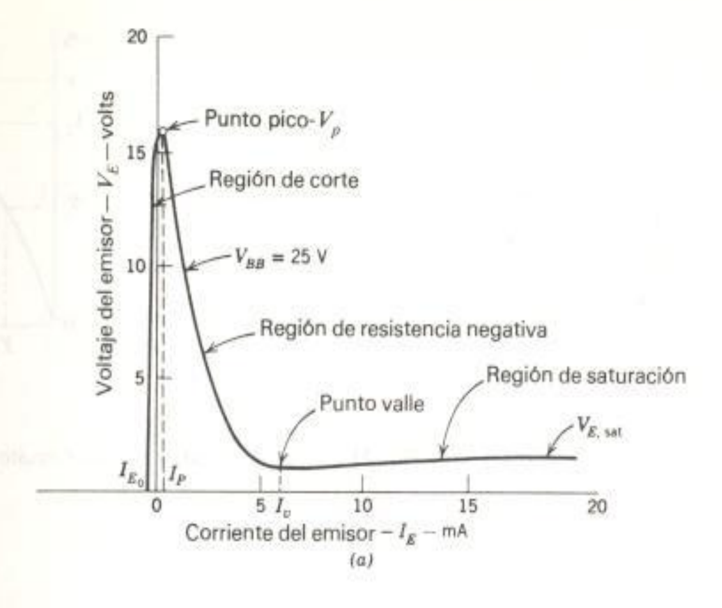
Entre V_P (I_P) y V_V (I_V), el voltaje disminuye con un incremento en la corriente. Definimos la resistencia de ca del emisor r_e como

$$r_e \equiv \frac{\Delta V_E}{\Delta I_E} \qquad (21\text{-}2)$$

donde ΔV_E es un cambio en el voltaje del emisor y ΔI_E es un cambio en su corriente. Cuando la corriente del emisor aumenta ($+\ \Delta I_E$), el voltaje del emisor disminuye ($-\Delta V_E$). De acuerdo con esto r_e es una *resistencia negativa*. Por lo que el UJT tiene una región de resistencia negativa entre V_P (I_P) y V_V I_V).

En la discusión de la realimentación positiva, Sec 16-2 demostramos que, si una realimentación positiva es suficiente, el amplificador oscila. Es posible demostrar que un circuito que oscila es en efecto una resistencia negativa. Por lo que, inversamente, podemos establecer que, si un cir-





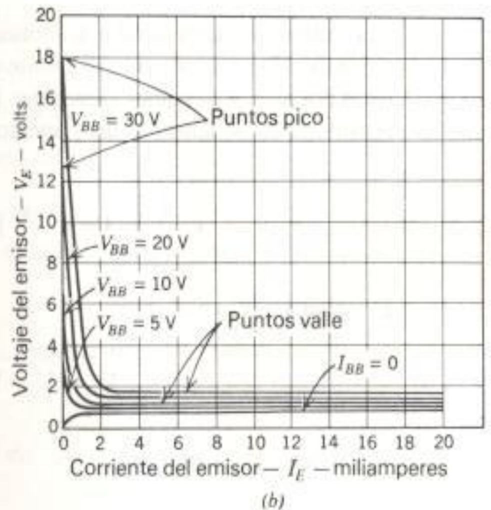


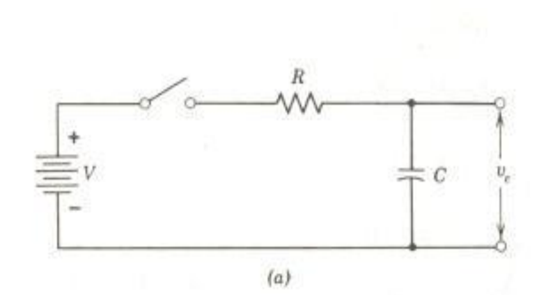
Fig. 21-2 Características del transistor uniunión (UJT). *(a)* Característica expandida. *(b)* Característica para un UJT típico.

cuito electrónico tiene la propiedad de presentar resistencia negativa, puede utilizarse como un oscilador. En la siguiente sección mostraremos cómo se utiliza el UJT como un oscilador de relajación.

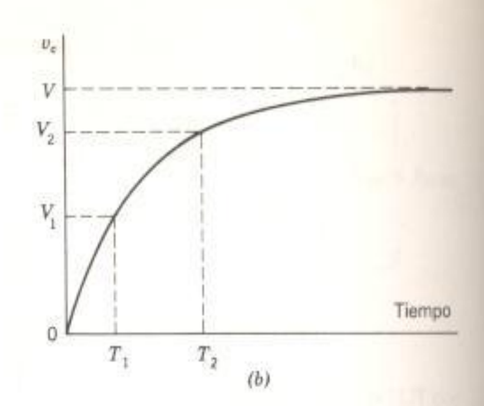
Sección 21-2 El oscilador de relajación con UJT

En el oscilador de relajación con UJT hacemos uso de la característica de carga y descarga de un capacitor en un circuito *R-C* (Fig. 21-3). El capacitor comienza a cargarse cuando se cierra el interruptor en un tiempo cero. El voltaje a través del capacitor aumenta con el tiempo como una función de la constante de tiempo

$$\tau = RC \text{ segundos}$$



(a)



(b)

Fig. 21-3 Circuito de carga *R-C* (*a*) Circuito. (*b*) Respuesta.

y por último se carga al valor asintótico V como se muestra en la Fig. 21-3*b*. Estamos interesados principalmente en la diferencia de tiempo $(T_2 - T_1)$ entre dos niveles de voltaje específicos V_1 y V_2. La curva de carga del circuito resistencia-capacitancia es un aumento exponencial representado por

$$v_c = V[1 - \epsilon^{-t/RC}] = V - V\epsilon^{-t/RC}$$

El potencial V_1 en T_1 es

$$V_1 = V - V\epsilon^{-T_1/RC}$$

y el potencial V_2 en T_2 es

$$V_2 = V - V\epsilon^{T_2/RC}$$

Resolviendo para T_1 y T_2, tenemos

$$\epsilon^{-T_2/RC} = \frac{V - V_2}{V} \quad \text{y} \quad \epsilon^{-T_1/RC} = \frac{V - V_1}{V}$$

Luego

$$-\frac{T_2}{RC} = \ln\frac{V - V_2}{V} = \ln(V - V_2) - \ln V$$

y

$$-\frac{T_1}{RC} = \ln\frac{V - V_1}{V} = \ln(V - V_1) - \ln V$$

Restando el primero del segundo da

$$\frac{T_2}{RC} - \frac{T_1}{RC} = \ln(V - V_1) - \ln(V - V_2)$$

Luego

$$T_2 - T_1 = RC \ln \frac{V - V_1}{V - V_2} \qquad (21\text{-}3a)$$

Cuando cada término en la fracción se divide por el voltaje de la fuente V, tenemos

$$T_2 - T_1 = RC \ln \frac{1 - V_1/V}{1 - V_2/V} \qquad (21\text{-}3b)$$

Ejemplo 21-1
En la Fig. 21-3

$$R = 2\,\text{k}\Omega, \quad C = 3.0\,\mu\text{F}, \quad V = 20\,\text{V}, \quad V_2 = 10\,\text{V}, \text{ y } \quad V_1 = 0.7\,\text{V}$$

Determine el tiempo de levantamiento del circuito de T_1 a T_2.

Solución
Sustituyendo los valores numéricos en la Ec. 21-3*b*, tenemos

$$T_2 - T_1 = RC \ln \frac{1 - V_1/V}{1 - V_2/V} = (2000\,\Omega)(3.0 \times 10^{-6}\,\text{F}) \ln \frac{1 - \frac{0.7}{20}}{1 - \frac{10}{20}}$$

$$= \mathbf{3.9 \times 10^{-3}\,s = 3.9\,ms} \qquad (21\text{-}3b)$$

Ahora vamos a aplicar estos conceptos al circuito del UJT mostrado en la Fig. 21-4*a*. El circuito de carga está formado por V_{EE} que se aplica al circuito de C_E y R_E. El voltaje del emisor v_e aumenta en forma exponencial a V_P (Fig. 21-4*b*). Cuando el voltaje del emisor alcanza el valor de V_P, la unión de emisor a base se polariza directamente. Tan pronto como la corriente del emisor alcanza el valor I_P, este diodo se rompe y la resistencia de emisor a base cae a un valor muy bajo. El capacitor se descarga ahora con mucha rapidez de V_p a V_V, puesto que la suma de la resistencia del diodo y R_{B1} es mucho menor que R_E.

Para que el circuito rompa o "encienda", la corriente en el emisor, determinada por

$$(V_{EE} - V_P)/R_E$$

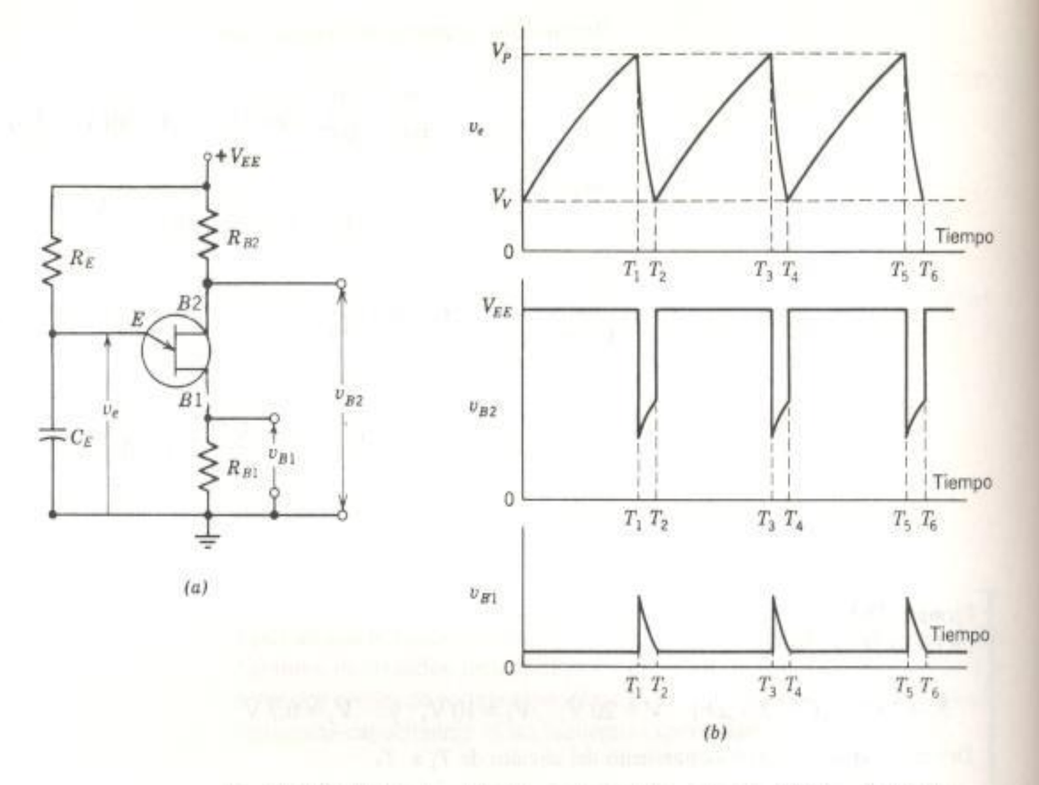


Fig. 21-4 Oscilador de relajación con transistor uniunión. (*a*) Circuito. (*b*) Formas de onda.

debe ser mayor que I_P. De hecho, el valor máximo de R_E está limitado a un valor cercano a 3 MΩ. Para "apagar" el circuito, su operación debe confinarse dentro de la región de resistencia negativa. Por lo tanto, cuando el capacitor se descarga después del encendido, la corriente en el emisor debe ser menor que la corriente valle I_V o

$$\left(I_E = \frac{V_{EE}}{R_E}\right) < I_V$$

Prácticamente, el valor minimo de R_E es alrededor de 3 kΩ. Por lo que el intervalo permisible de R_E es aproximadamente

$$3\,\text{k}\Omega < R_E < 3\,\text{M}\Omega$$

El intervalo de valores utilizados para R_{B2} es de 4.7 kΩ a cerca de 9.1kΩ. R_{B1} es menor que 100 Ω y por lo general es de 47 Ω.

Las formas de onda obtenidas del circuito se muestran en la Fig. 21-4*b*. En la mayoría de las aplicaciones del circuito oscilador de relajación se le utiliza para proporcionar la forma de onda del voltaje v_{B1} tomado a través de R_{B1}. Este voltaje de salida proporciona pulsos de voltaje de pendiente pronunciada, los cuales se utilizan para encender o "disparar" otro circuito. El intervalo entre pulsos es, casi, el tiempo dado por la Ec. 21-3*b*. Cuando sustituimos en la Ec. 21-3*b* los valores de voltaje utilizando la notación empleada para el UJT, esta ecuación se convierte en

$$T = T_3 - T_2 = T_5 - T_4 = R_E C_E \ln \frac{1 - V_V/V_{EE}}{1 - V_P/V_{EE}} \qquad (21\text{-}4a)$$

donde T es el periodo de la forma de onda de ca en segundos. Definimos V_P/V_{EE} como la razón intrinseca de equilibrio η. Asimismo, si suponemos que V_V es mucho más pequeño que V_{EE}, puede dejarse pasar inadvertido el término V_V/V_{EE}. Por lo que, la Ec. 21-4*a* se convierte en

$$T = \frac{1}{f} = R_E C_E \ln \frac{1}{1 - \eta} \text{ s} \qquad (21\text{-}4b)$$

donde f es el valor aproximado de la frecuencia de oscilación en hertz.

Cuando la razón intrínseca de equilibrio η es 0.632, el valor de ln $1/(1-\eta)$ es la unidad. Por lo que la Ec. 21-4*b* se convierte en

$$T = R_E C_E \text{ s} \qquad (21\text{-}4c)$$

y

$$\boxed{f = \frac{1}{R_E C_E} \text{ Hz}} \qquad (21\text{-}4d)$$

Puesto que los valores de la relación intrínseca de apagado son del orden de 0.632, las Ecs. 21-4*c* y 21-4*d* proporcionan una evaluación rápida de los valores de operación aproximados de un circuito.

Ejemplo 21-2

El embobinado de la armadura del motor de los limpiadores de un automóvil está controlado por un circuito de UJT. El capacitor C_E es de 50 μF. La resistencia R_E es la combinación en serie de una resistencia de 51 kΩ y un potenciómetro de 510 kΩ. El valor de η es 0.632. ¿Cuál es el intervalo, del mínimo al máximo, de las oscilaciones del limpiador por minuto?

Solución

El mínimo valor de la constante de tiempo (o periodo) es

$$T = R_E C_E = (51{,}000\ \Omega)(50 \times 10^{-6}\ \text{F}) = 2.6\ \text{s} \qquad (21\text{-}4c)$$

y el máximo valor de la constante de tiempo (o periodo) es

$$T = R_E C_E = (51{,}000\ \Omega + 510{,}000\ \Omega)(50 \times 10^{-6}\ \text{F}) = 28.1\ \text{s} \qquad (21\text{-}4c)$$

Por lo que el potenciómetro puede ajustar el embobinado de la armadura del motor del limpiador para que dé un intervalo del número de oscilaciones por minuto de

$$\frac{60\ \text{s}}{28.13\ \text{s}} = \mathbf{2.1} \quad \text{a} \quad \frac{60\ \text{s}}{2.6\ \text{s}} = \mathbf{23}$$

Problemas

21-2.1 Un oscilador de relajación con UJT tiene los siguientes valores

$$V_{EE} = 12\ \text{V} \qquad R_{B2} = 4.7\ \text{k}\Omega \qquad R_{B1} = 47\ \Omega$$
$$R_E = 47\ \text{k}\Omega \qquad \eta = 0.70$$

¿Qué valor de C_E se requiere para obtener una frecuencia de 440 H_z?

21-2.2 Utilice los datos del Prob. 21-2.1. Si el UJT se reemplaza por otro UJT que tiene un valor de η de 0.60. ¿Cuál es la nueva frecuencia de operación?

21-2.3 Utilizando los datos del Prob. 21-2.1, determine ¿cuál es el valor del capacitor para obtener una frecuencia de 4 k_H?

21-2.4 Es necesario variar la frecuencia del circuito del Prob. 21-2.1 entre 60 Hz y 10 kHz utilizando un valor fijo de 0.01 μF para el capacitor C_E. ¿Cuál es el intervalo de variación de R_E que se requiere?

21-2.5 al 21-2.8 para cada Prob. del 21-2.1 al 21-2.4 suponga que η es 0.632 así que se puede utilizar la Ec. 21-4*d*. Utilizando esta ecuación simplificada, ¿cuál es la frecuencia y cuál es el error en porcentaje comparando el resultado que se obtiene con la ecuación exacta, Ec. 21-4*b*.

Sección 21-3 Conceptos de tiristores

El *tiristor* es un miembro de la familia de los dispositivos semiconductores que tiene dos estados estables de operación: un estado estable tiene muy baja corriente y a menudo es insignificante, y el otro tiene muy alta corriente que se limita sólo por la resistencia del circuito externo.

El tiristor fundamental es el semiconductor *NPNP* (Fig. 21-5*a*). Presenta tres uniones, cada una de las cuales forma un diodo equivalente (Fig. 21-5*b*). Cuando el ánodo es positivo, se dice que el semiconductor

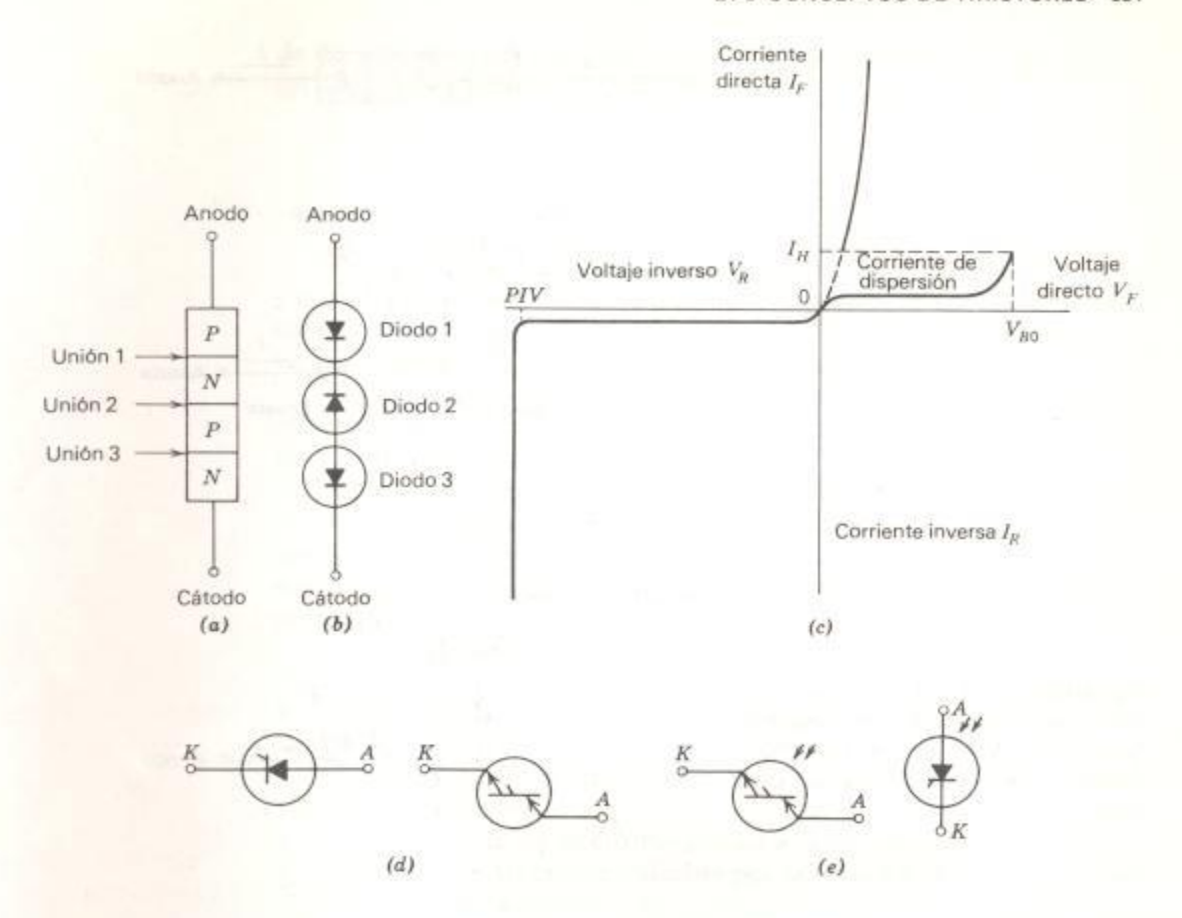
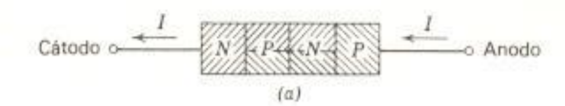
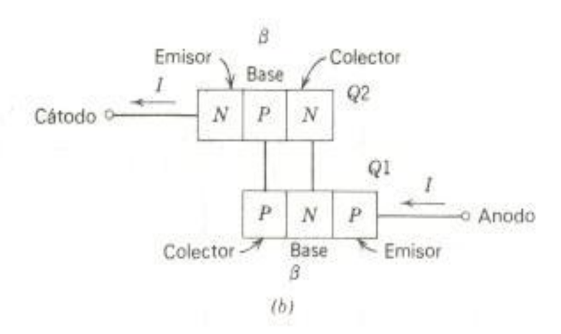


Fig. 21-5 El transistor *NPNP*. (*a*) Construcción. (*b*) Modelo con diodos. (*c*) Características de ruptura. (*d*) Símbolos gráficos. (*e*) Símbolos gráficos para el interruptor activado con luz.

NPNP esta *polarizado directamente*. Ahora los diodos 1 y 3 están polarizados directamente y el diodo 2 está polarizado en forma inversa. Cuando el dispositivo *NPNP* se polariza inversamente (el cátodo positivo), los diodos 1 y 3 están bloqueados.

A este diodo de cuatro capas, con frecuencia se le denomina *diodo Shockley*, y se le describe de manera formal como un *tiristor de diodo de bloqueo inverso*. La característica (Fig. 21-5*c*) muestra que ocurre una ruptura de avalancha en la dirección de polarización directa en V_{BO}, *la ruptura de sobre-voltaje*. Después de la ruptura, el voltaje en el diodo cae a un valor muy pequeño y puede permitir que fluya una gran corriente. Al tener dos diodos bloqueados en serie en la dirección inversa, encontramos que el voltaje inverso de pico nominal, por lo general, es mucho mayor en magnitud que V_{BO}. Cuando el voltaje inverso excede el voltaje inverso de pico, ocurre una ruptura Zener. Hay disponibles diodos Shockley comerciales con PIV especificados de 1200 V y corrientes de





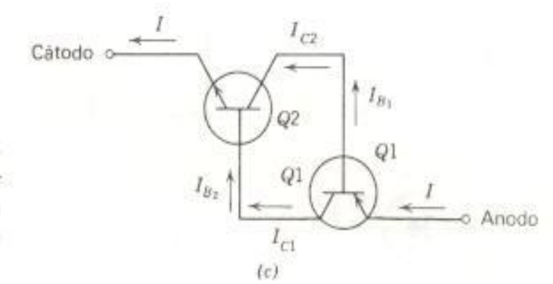


Fig. 21-6 El semiconductor *NPNP* como el equivalente de un transistor *NPN* y otro *PNP*. (*a*) Diodo *NPNP*. (*b*) División en dos transistores. (*c*) Circuito.

polarización directa de 300 A de pico. Los símbolos de circuito para el diodo Shockley se muestran en la Fig. 21-5*d*.

Una modificación del diodo Shockley es el *interruptor activado con luz* (*LAS*). La luz que penetra por una ventana óptica rompe los enlaces covalentes dentro del diodo permitiendo que la ruptura por sobrevoltaje se convierta en una función de la intensidad de la iluminación incidente. El simbolo para el LAS se muestra en la Fig. 21-5*e*. El LAS está disponible en especificaciones de 200 V y 0.5 A.

Si el diodo *NPNP* tiene las dos capas internas "divididas" como se muestra en la Fig. 21-6*a*, podemos dibujar este diodo dividido en dos partes (Fig. 21-6*b*). Cada una de estas dos partes es ahora el equivalente de un transistor. En la Fig. 21-6*b* se dan los nombres de los electrodos de los transistores. Ahora el circuito se redibuja en la Fig. 21-6*c* utilizando los símbolos comunes de los transistores.

Cualquier corriente en el colector de *Q*2 es la corriente de base en *Q*1. Cualquier corriente en el colector de *Q*1 es la corriente de base en *Q*2.

Si tenemos una corriente de colector I_{C1} en *Q*1, esta corriente entra en *Q*2 como la corriente de base I_{B2}. El transistor *Q*2 multiplica esta corriente de base por β para proporcionar I_{C2}. Pero I_{C2} es la corriente de la base

de $Q1$ y la acción del transistor multiplica de inmediato I_{C2} por la β de $Q1$. Ahora la corriente de colector nueva en $Q1$ es

$$I'_{C_1} = \beta(\beta I_C) = \beta^2 I_C$$

Esta acción ocurre en forma simultánea en cada transistor, $Q1$ y $Q2$, y la corriente de línea I tiende a infinito. Realmente, en un diseño de aplicación, I debe limitarse por la resistencia del circuito externo para mantenerla por debajo de su valor máximo permisible.

Desde un punto de vista práctico, encontramos que la corriente de dispersión normal en el diodo *NPNP* de silicio es insuficiente para empezar este incremento acumulativo.

Por lo tanto, hay dos estados estables en el diodo *NPNP*, ON (encendido) u OFF (apagado). De esta manera, el diodo *NPNP* sirve como un *interruptor de estado sólido*. Cualquier método de creación de un incremento en la corriente dentro de las capas del diodo iniciará esta ruptura acumulativa.

1. La aplicación de un voltaje suficientemente alto para provocar la ruptura.
2. Un incremento en la temperatura que sea suficiente para romper los enlaces covalentes.
3. La liberación de los electrones debida a la acción de la luz incidente.
4. Una acción de transistor inducida por la creación de la polarización directa de un transistor.
5. La generación de corriente dentro del diodo por una acción capacitiva.

Examinemos este último método de "encendido". Cuando se aplica un voltaje de polarización directa (el ánodo es positivo y el cátodo es negativo) a través del diodo Shockley, existe un voltaje inverso a través de la Unión 2 (Fig. 21-5*a*). Como lo mostramos en la Sec. 2-7, un voltaje inverso a través de una unión forma un capacitor por la acción de agotamiento. Cuando se cambia el voltaje por la cantidad ΔV volts en ΔT segundos, hay un flujo de corriente en el capacitor dado por la ecuación fundamental

$$i = C\frac{\Delta V}{\Delta T} \qquad (21\text{-}5)$$

Si esta corriente i es suficiente para iniciar el crecimiento acumulativo, entonces fluye la gran corriente I en el circuito. Por lo que un cambio de voltaje suficiente a través del diodo puede *disparar* el flujo de una gran corriente. Este puede ser un método útil de obtener una ruptura, o puede ser necesario que un circuito particular se proteja contra voltajes transitorios no deseados.

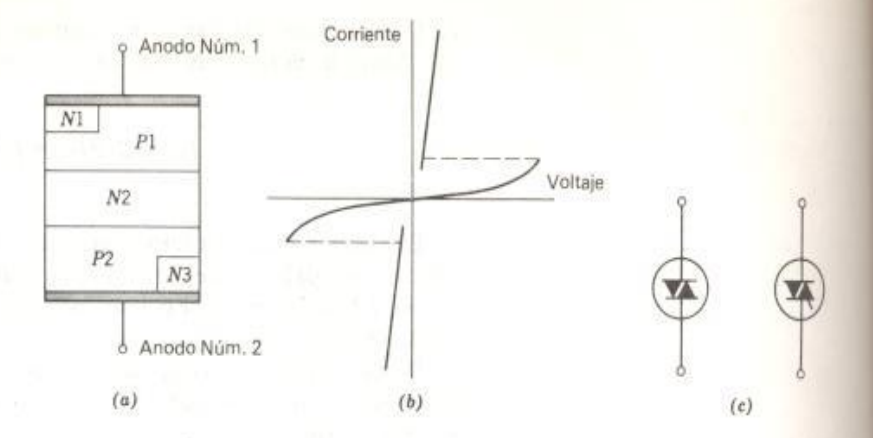


Fig. 21-7 Tiristores bidireccionales. (*a*) Estructura de las capas. (*b*) Característica. (*c*) Símbolos del Diac.

Después que un trisitor rompe, se puede restablecer el estado OFF por medio de uno o la combinación de algunos métodos.

1. Quite la fuente de voltaje externa.
2. Reduzca la fuente de voltaje externa al punto donde la corriente cae abajo del valor de la *corriente de sostenimiento*, I_H (Fig. 21-5*c*).
3. Invierta la polaridad del voltaje externo aplicado como en una fuente de ca.

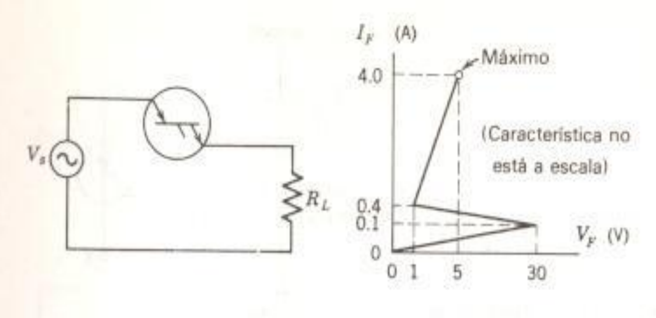
Se requiere un tiempo finito para que se redistribuyan las cargas dentro del diodo de cuatro capas para conmutarlo de ON a OFF. En la mayoría de los casos este tiempo es del orden de microsegundos.

El diodo de cuatro capas puede hacerse bidireccional cambiando su estructura (Fig. 21-7*a*). Cuando el ánodo Núm. 1 es positivo, la trayectoria es *P*1-*N*2-*P*2-*N*3. Cuando el ánodo Núm. 2 es positivo, la trayectoria es *P*2-*N*2-*P*1-*N*1. Por lo que la característica del diodo muestra una ruptura en ambos cuadrantes, el primero y el tercero, produciendo propiedades simétricas en ambas direcciones directa e inversa (Fig. 21-7*b*). A este dispositivo se le llama un *tiristor dipolo bidireccional* y se le da el acrónimo de *diac*. En la Fig. 21-7*c* se muestran sus símbolos.

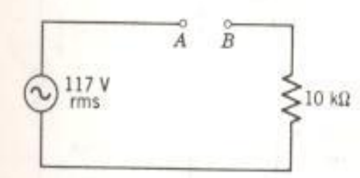
Problemas

21-3.1 Para los propósitos de cálculo, suponga que la característica está formada por segmentos de línea recta. El voltaje de alimentación es de 117 V rms. Determine R_L para limitar la corriente al valor máximo. Determine el valor al cual debe reducirse e_s para apagar el diodo. ¿Cuál es la resistencia del diodo polarizado directamente en el estado ON?

21-3.2 Si R_L es de 25 Ω, ¿cuál es el máximo valor permisible de e_s?



Circuito y característica para los Probs. 21-3.1 y 21-3.2



Circuito para los Probs. del 21-3.3 al 21-3.5

21-3.3 Se conecta un diodo Shockley entre las terminales A y B. El diodo tiene un valor de B_{VR} de 200 V. Represente en una gráfica la forma de onda del voltaje a través de la carga.

21-3.4 Se conecta un interruptor activado con luz entre las terminales A y B. Represente en una gráfica la forma de onda del voltaje a través de la carga para diferentes condiciones de incidencia de luz.

21-3.5 Se conecta un diac entre las terminales A y B. El diac tiene un valor de V_{BO} de 30 V y de BV_R de 200 V. Represente en una gráfica la forma de onda a través de la carga.

Sección 21-4 El rectificador controlado de silicio

El *rectificador controlado de silicio* (*SCR*) es una modificación del diodo Shockley. Se forma una conexión de *compuerta* en la capa inferior P de la estructura *NPNP* (Fig. 21-8*a*). Cuando la compuerta se polariza directamente con respecto al cátodo, la unión *PN* queda polarizada de la misma forma, y hay un flujo de corriente que crea una ruptura entre el ánodo y el cátodo, como se explicó para el diodo Shockely. El simbolo de circuito se muestra en la Fig. 21-8*b*.

La característica de operación del SCR se muestra en la Fig. 21-9. Cuando la corriente de la compuerta es cero (I_{G1}), la característica es idéntica a la del diodo Shockley. Después del "encendido", la corriente del ánodo I_F queda limitada sólo por la resistencia de cd en el circuito del ánodo. La corriente mínima del ánodo que sostiene el estado de encendido es la *corriente de sostenimiento* I_{H1}. Cuando la corriente de la compuerta aumenta a partir de cero, el SCR romperá o se encenderá a valores de voltaje menores que V_{BO} (Fig. 21-9). En aplicaciones del SCR, los voltajes del ánodo aplicados al SCR son mucho menores que V_{BO} para asegurar que el encendido se controle solamente por la inyección de la corriente de la compuerta. Tan pronto como la corriente del ánodo es

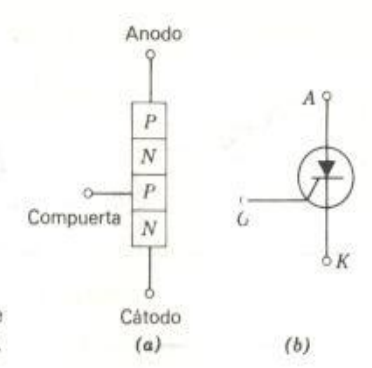


Fig. 21-8 El rectificador controlado de silicio. (*a*) Construcción. (*b*) Símbolo.

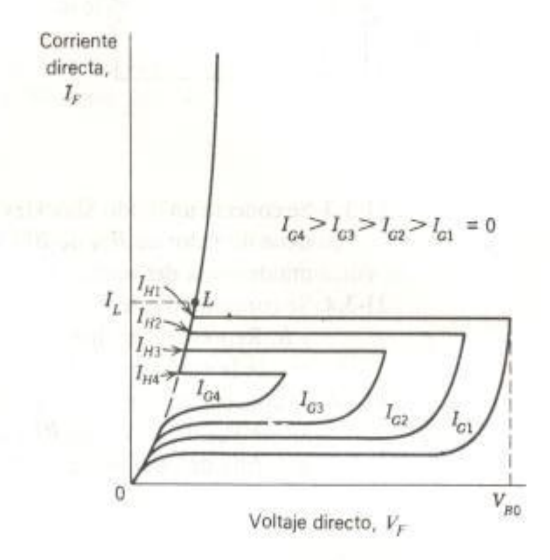


Fig. 21-9 Características del SCR.

por lo menos la *corriente de cerrojo* I_L (Fig. 21-9), el SCR permanecerá encendido después de que el pulso de corriente de encendido de la compuerta caiga a cero. El pulso de salida obtenido del oscilador de relajación con UJT es idealmente adecuado para disparar el SCR.

Se fabrican SCRs con especificaciones hasta de algunos miles de volts (V_{BO}) y cientos de amperes de corriente promedio en la carga (I_F). Hay disponible un número de modificaciones en el SCR en el comercio. Una forma tiene una ventana óptica en adición al contacto convencional de la compuerta. Asi que, este dispositivo puede dispararse por una acción combinada de la corriente de la compuerta y la incidencia de luz. Este dispositivo se llama SCR *activado por luz (LASCR)* (Fig. 21-10*a*). Cuando se le conecta una segunda compuerta al SCR, al dispositivo se le llama *interruptor controlado de silicio (SCS)* Fig. 21-10*b*. El pulso de disparo requerido en la compuerta inferior es positivo. La compuerta superior está conectada al material *N* y, por lo tanto, se requieren pulsos de disparo negativos para el encendido.

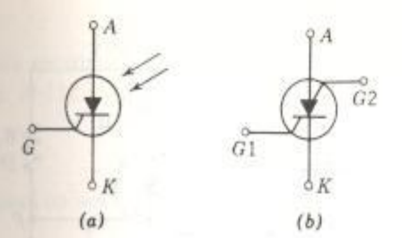


Fig. 21-10 Dispositivos tiristores. *(a)* SCR activado por luz (LASCR). *(b)* Interruptor controlado de silicio (SCS).

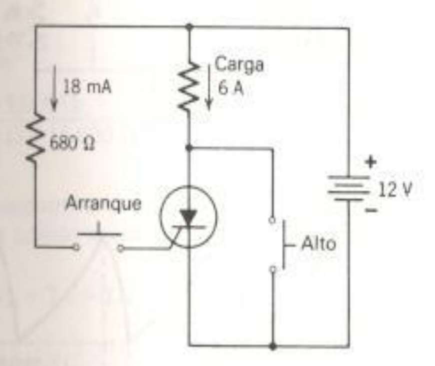


Fig. 21-11 Aplicación del SCR.

Un circuito que presenta una aplicación de un SCR que controla una carga en un circuito de un automóvil se muestra en la Fig. 21-11. La resistencia de 680 Ω limita la corriente de la compuerta a 18 mA. Un cierre momentáneo del contacto de arranque enciende el SCR. El contacto de alto deriva en paralelo la corriente de carga alrededor del circuito del ánodo del SCR y le permite a éste alcanzar su estado de bloqueo o de OFF. Cuando se libera el contacto de alto, la corriente de carga es cero.

El circuito mostrado en la Fig. 21-12 utiliza un SCR para proteger un tocacintas o un radio CB, de robo. El interruptor *S* se localiza en un punto oculto en el coche. El interruptor permanece cerrado. La compuerta está conectada a tierra a través del conector del tocacintas o el CB. Por lo tanto, el SCR está apagado. Si el tocacintas o el radio CB se quitan, la compuerta se desconecta de tierra. Ahora la compuerta se conecta a la batería del coche a través de R_G. La corriente resultante en la compuerta enciende el SCR. El claxon suena y permanece sonando hasta que el interruptor *S* se abre.

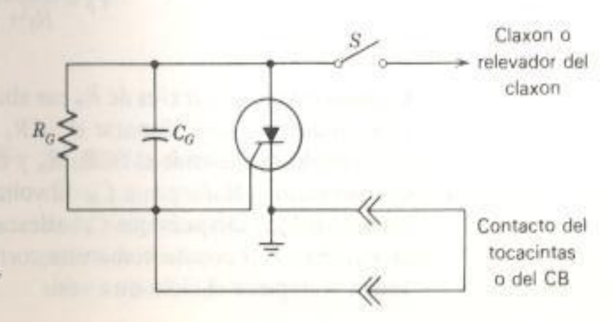
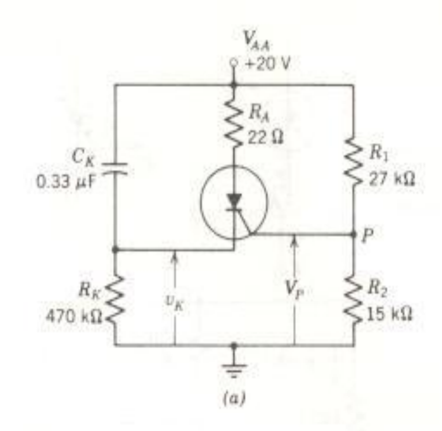


Fig. 21-12 Circuito de protección para un automóvil.



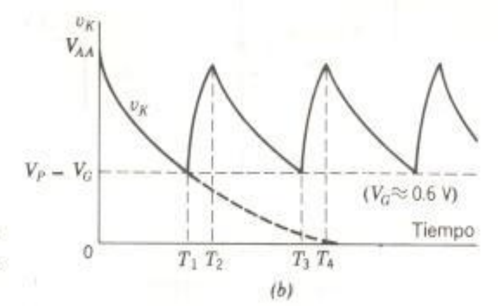


Fig. 21-13 Oscilador de relajación con SCR. *(a)* Circuito. *(b)* Forma de onda de voltaje en el cátodo.

Se puede utilizar un SCR como un oscilador de relajación (Fig. 21-13*a*). La forma de onda del voltaje del cátodo se muestra en la Fig. 21-13*b*. Cuando el voltaje de alimentación V_{AA} se conecta al principio en el circuito, el voltaje a través de C_K es cero. Todo el voltaje está a través de R_K. Cuando pasa el tiempo, C_K se carga hacia el voltaje de alimentación y el voltaje a través de R_K cae en forma exponencial a cero.

$$v_K = V_{AA}\epsilon^{-t/R_K C_K} \tag{21-6}$$

El voltaje V_P se determina por la razón del divisor de voltaje.

$$V_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{AA} \tag{21-7}$$

Cuando el voltaje a traves de R_K cae abajo de V_P por la cantidad de voltaje V_G requerido para disparar el SCR, èste enciende en T_1.

Cuando se enciende el SCR, R_A y el SCR efectivamente se ponen en cortocircuito y descargan a C_K. El voltaje a través de R_K regresa a su valor incial, V_{AA}. Después que C_k se descarga, la corriente a través del SCR es V_{AA}/R_K. Tan pronto como esta corriente es menor que I_H, el SCR se apaga y empieza el ciclo otra vez.

Ejemplos 21-3
Determine la frecuencia de oscilación aproximada utilizando los valores numéricos dados para el circuito de la Fig. 21-13*a*.

Solución
El divisor de voltaje de R_1 y R_2 coloca un voltaje fijo V_P en la compuerta.

$$V_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{AA} \qquad (21\text{-}7)$$

$$= \frac{15{,}000\ \Omega}{27{,}000\ \Omega + 15{,}000\ \Omega} 20\ \text{V} = 7.1\ \text{V}$$

Suponiendo que el voltaje de la compuerta (V_G) debe ser 0.6 V positivo con respecto al cátodo, el SCR encenderá cuando v_k cae a

$$V_K = V_P - V_G = 7.1 - 0.6 = 6.5\ \text{V}$$

La constante de tiempo del circuito es

$$R_K C_K = (470{,}000\ \Omega)(0.33 \times 10^{-6}\ \text{F}) = 0.155\ \text{s}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación exponencial, tenemos

$$v_K = V_{AA}\epsilon^{-t/R_K C_K} \qquad (21\text{-}6)$$

$$6.5 = 20\epsilon^{-T_1/0.155}$$

o

$$\epsilon^{-T_1/0.155} = 0.325$$

Tomando el logaritmo natural (ln) de ambos lados

$$-T_1/0.155 = -1.12$$

$$T_1 = 0.174\ \text{s}$$

La frecuencia es aproximadamente

$$f = \frac{1}{T_1} = \mathbf{5.7\ Hz}$$

Sección 21-5 El Triac

El *triac* fue desarrollado para extender el concepto de un SCR a un dispositivo que puede dispararse para que conduzca de manera independiente de la polaridad del voltaje en el ánodo asi como de la polaridad de los pulsos de disparo. Puesto que esta unidad responde, tanto a voltajes positivos como negativos en el ánodo, el concepto de cátodo (K) utilizado

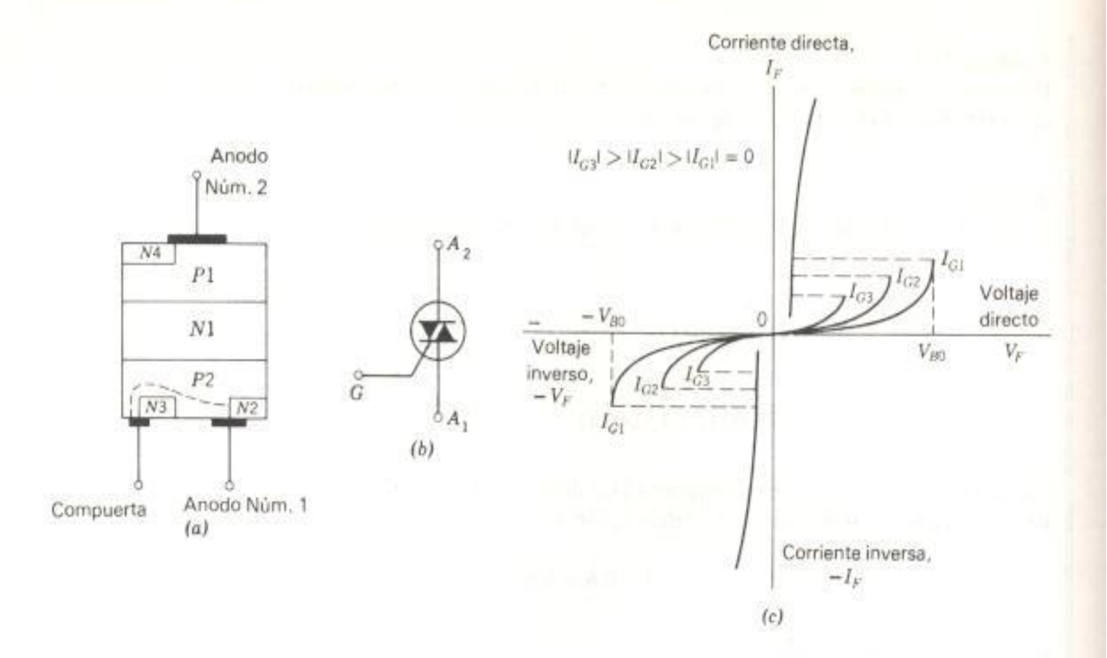


Fig. 21-14 El triac. (*a*) Modelo de una sección transversal. (*b*) Símbolo. (*c*) Característica.

para el SCR se desecha. Ambos electrodos se llaman ánodos, uno *A*1 y el otro *A*2.

La representación de una sección transversal del triac se muestra en la Fig. 21-14*a*. Cuando el Anodo Núm. 2 es positivo, la trayectoria del flujo de la corriente es *P*1-*N*1-*P*2-*N*2. Las uniones *P*1-*N*1 y *P*2-*N*2 están polarizadas en forma directa, y la unión *N*1-*P*2 está bloqueada. Una polarización positiva de la compuerta (con respecto al Anodo Núm. 1), polariza la unión *P*2-*N*2 directamente, y ocurre la ruptura como en la operación de un SCR normal. Una polarización negativa de la compuerta (con respecto al Anodo Núm. 1) polariza la unión *P*2-*N*3 en forma directa, y los portadores de corriente inyectados dentro de *P*2 encienden el diodo de cuatro capas. Cuando el Anodo Núm. 1 es positivo, la trayectoria del flujo de la corriente es *P*2-*N*1-*P*1-*N*4. Las uniones *P*2-*N*1 y *P*1-*N*4 están polarizadas directamente y la unión *N*1-*P*1 está bloqueada. Una polarización positiva de la compuerta (con respecto al Anodo Núm. 1) inyecta portadores al polarizar directamente *P*2-*N*2 y una compuerta negativa inyecta portadores de corriente al polarizar en forma directa *P*2-*N*3. El símbolo de circuito se muestra en la Fig. 21-14*b* y las características típicas se muestran en la Fig. 21-14*c*.

Puesto que el triac puede encenderse por cualquiera de las cuatro condiciones, puede utilizarse de manera directa en una línea de ca para controlar la cantidad de corriente en una carga sin rectificar. La desven-

taja de este dispositivo es que se requiere un tiempo relativamente grande para que recupere su estado de apagado (OFF). De acuerdo con esto, su utilización está limitada a aplicaciones de 50, 60 o 400 HZ.

Preguntas

21-1 Defina o explique cada uno de los términos siguientes: (*a*) doble base, (*b*) punto pico, (*c*) punto valle, (*d*) razón intrínseca de equilibrio, (*e*) resistencia negativa, (*f*) UJT, (*g*) sobre voltaje de ruptura, (*h*) corriente de sostenimiento, (*i*) diac, (*j*) SCR, (*k*) compuerta, (l) disparar y (*m*) triac.

21-2 Explique por qué un UJT no puede entrar en ruptura si el emisor tiene polarización cero.

21-3 ¿Cómo regresa un UJT al estado de apagado (OFF) después de la ruptura en un circuito de oscilación de relajación?

21-4 Compare un diodo Shockley con un diodo común.

21-5 ¿Cómo se efectúa la ruptura en un tiristor?

21-6 ¿Cuál es el principio de la acción de la ruptura en un diodo Shockley?

21-7 Compare un diodo Shockley con un diodo Zener.

21-8 Compare un diodo Shockley con un diac.

21-9 Explique los medios utilizados para causar la ruptura en un SCR.

21-10 ¿Cómo puede utilizarse la luz para causar la ruptura en un SCR?

21-11 ¿Cómo puede regresarse un SCR al estado de apagado (OFF) después de que se ha disparado?

21-12 Un oscilador de relajación utiliza un UJT. ¿Funciona (el UJT) en una curva exponencial de carga o en una curva exponencial de descarga?

21-13 Un oscilador de relajación utiliza un SCR. ¿Funciona (el SCR) en una curva exponencial de carga o en una curva exponencial de descarga?

21-14 ¿Se utiliza la corriente de dispersión para disparar un SCR?

21-15 ¿Cuál es mayor, la corriente de cerrojo o la de sostenimiento? Explique.

21-16 Compare el SCR con el triac.

21-17 ¿Cuál ánodo del triac podria llamarse el *cátodo*?

22 Rectificadores controlados

La corriente y el voltaje de carga en un rectificador controlado se establecen controlando el punto del ciclo de la entrada de ca en el cual el circuito se enciende (Sec. 22-1). El circuito cambiador de fase (Sec. 22-2) se utiliza en forma general para fijar el punto de encendido en el ciclo de ca. Se utilizan varios circuitos, incluyendo un oscilador de relajación con transistor de una unión, para ilustrar los circuitos rectificadores controlados de silicio (Sec. 22-3). El triac se utiliza para variar la potencia en una carga de ca (Sec. 22-4).

Sección 22-1 Análisis del voltaje y la corriente de carga

En un circuito rectificador con diodos comunes, la corriente fluye en el diodo siempre que el voltaje instantáneo de la fuente de alimentación de ca es mayor que el voltaje a través de la carga en ese instante. Cuando la carga en un circuito con un diodo simple es resistiva, la corriente de carga fluye todo el tiempo durante la mitad del ciclo de ca en el que el ánodo es positivo. En un rectificador controlado con una carga resistiva (Fig. 22-1*a*) la corriente de carga es cero siempre, a menos que se aplique una señal de control al dispositivo para iniciar el flujo de la corriente del ánodo. La aplicación de una señal de control enciende el rectificador en un punto especifico, *A*, en el ciclo (Fig. 22.1*b*). El punto *A* corresponde a un ángulo, θ_1, el cual es un punto posterior al inicio de la mitad positiva del ciclo de ca.

Una vez que se enciende el rectificador, éste permanece en conducción hasta el punto *B* cerca del final de la mitad positiva del ciclo. En este momento, ubicado a θ_2 grados, la corriente cae a cero en el rectificador. En un rectificador controlado de silicio, cuando la corriente del ánodo cae a un valor inferior al de la corriente de sostenimiento I_H, la conducción de corriente cesa. El valor de θ_2 es una función de la caracteristica del rectificador y *no* es determinado por la señal de control.

Por lo que, el punto *A*, el punto de encendido, se determina por el ángulo de retraso en la aplicación de la señal de encendido en el circuito de control. Cuando se aumenta el ángulo de retraso θ_1, el punto *A* se presenta cada vez más tarde en el ciclo y la corriente en la carga disminuye.

Cuando se enciende el rectificador en el punto *A*, la caída de voltaje de polarización directa a través del rectificador cae al nivel indicado por

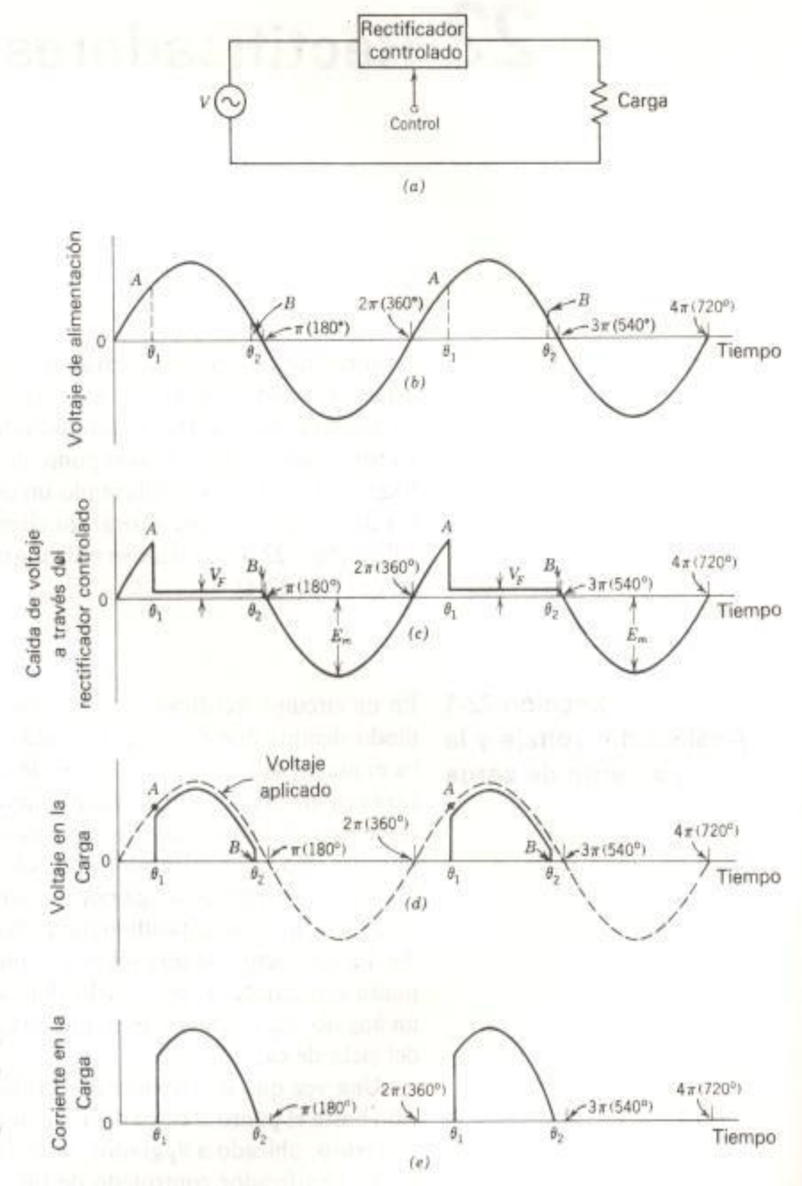


Fig. 22-1 El rectificador controlado. (*a*) Diagrama de bloques. (*b*) Voltaje de alimentación. (*c*) Caída de voltaje a través del rectificador controlado. (*d*) Voltaje de carga. (*e*) Corriente de carga.

V_F en la Fig. 22-1*c* y permanece en ese valor hasta que cesa la acción de rectificación en θ_2. Durante la mitad negativa del ciclo el voltaje inverso, cuyo valor de pico es E_m, aparece a través del rectificador de la misma manera que en un circuito rectificador con un diodo común. La caída de voltaje a través de la carga (Fig. 22-1*d*) es el voltaje de alimentación de ca entre θ_1 y θ_2 menos la caída de voltaje de polarización directa V_F del diodo. Puesto que la corriente de carga (Fig. 22-1*e*) sigue la ley de Ohm, su forma de onda es proporcional a la forma de onda del voltaje de carga. El voltaje y la corriente de cd a través de la carga son los *promedios*

de los valores contenidos en la forma de onda en un ciclo *completo* comprendido de 0 a 2π.

El valor promedio del voltaje de la carga está dado por

$$V_L = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_L\, d\theta \qquad (22\text{-}1)$$

Cuando utilizamos métodos de cálculo para evaluar la Ec. 22-1 para la forma de onda del voltaje de carga dado en la Fig. 22-1*d*, encontramos que el voltaje en la carga es.

$$V_L = \frac{V_m}{2\pi}(\cos\theta_1 - \cos\theta_2) - \frac{\theta_2 - \theta_1}{360} V_F \qquad (22\text{-}2a)$$

y la corriente es

$$I_L = \frac{V_m}{2\pi R_L}(\cos\theta_1 - \cos\theta_2) - \frac{\theta_2 - \theta_1}{360}\frac{V_F}{R_L} \qquad (22\text{-}2b)$$

En la mayoria de las aplicaciones de los rectificadores controlados, el valor pico del voltaje de línea V_m es mucho mayor que la caída de voltaje directo V_F. Por ejemplo, el voltaje pico de un circuito de 117 V es 166 V, mientras que un valor típico de V_F para un rectificador controlado de silicio es 1 V. Bajo esta condición, el segundo término puede omitirse para simplificar las ecuaciones. Cuando V_m es grande, θ_2 se aproxima a 180°. Cuando se sustituyen 180° por θ_2, el error es pequeño. Puesto que el valor numérico de cos 180° es — 1, las ecuaciones se convierten en

$$\boxed{V_L = \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos\theta_1)} \qquad (22\text{-}3)$$

y

$$\boxed{I_L = \frac{V_m}{2\pi R_L}(1 + \cos\theta_1)} \qquad (22\text{-}4)$$

Si a θ_1 se le permite ir a cero, las ecuaciones se convierten en

$$V_L = V_m/\pi \qquad \text{y} \qquad I_L = V_m/\pi R_L$$

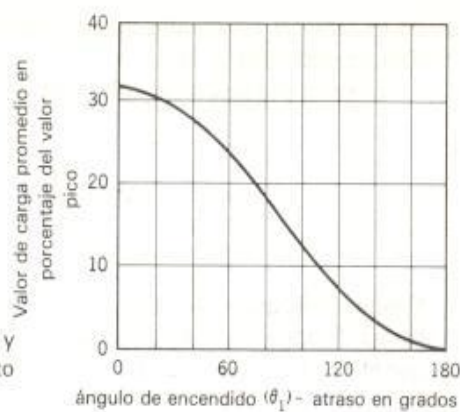


Fig. 22-2 Valor promedio del voltaje y de la corriente de carga en un circuito controlado por fase.

Estas ecuaciones son las mismas que las de un rectificador de media onda con una carga resistiva en la que se supuso la conducción para toda la mitad positiva del ciclo de ca.

La curva dada en la Fig. 22-2 es una gráfica normalizada de cualquiera de las Ecs. 22-3 o 22-4. De esta curva, se ve que hay un control uniforme de la salida en la carga desde un valor máximo hasta cero. En la Fig. 22-3 se muestran las formas de onda típicas que se pueden observar en un osciloscopio para diferentes valores del ángulo de control θ_1.

Problemas

22-1.1 El voltaje de alimentación es de 200 V pico. La caída de voltaje de polarización directa en el rectificador es de 2 V. Cuando la resistencia de carga es de 1000 Ω, ¿cuál es el intervalo de variación de la corriente de cd en la carga cuando se enciende en 0°, en 45°, en 90° y en 135°?

22-1.2 El voltaje de alimentación es de 30 V efectivos, y la caída de voltaje de polarización directa del rectificador es de 2 V. Cuando la resistencia de carga es de 10 Ω, ¿cuál es el intervalo de variación de la corriente de cd en la carga cuando se enciende en 0°, en 45°, en 90° y en 135°?

22-1.3 Se conecta una carga de 10 Ω a una fuente de alimentación de 117 V efectivos a través de un rectificador controlado. La potencia en la carga debe variarse entre 90 W y 20 W. ¿Cuál es el control angular del encendido que se requiere? Suponga que V_F es 2 V.

22-1.4 Se conecta una carga a una fuente de 117 V efectivos a través de un rectificador controlado. La potencia máxima en la carga es de 50 W y debe controlarse hacia abajo hasta un valor de 20 W. ¿Cuál es el valor de la resistencia de carga y sobre qué intervalo angular debe mantenerse el control del encendido? Suponga que V_F es 2 V.

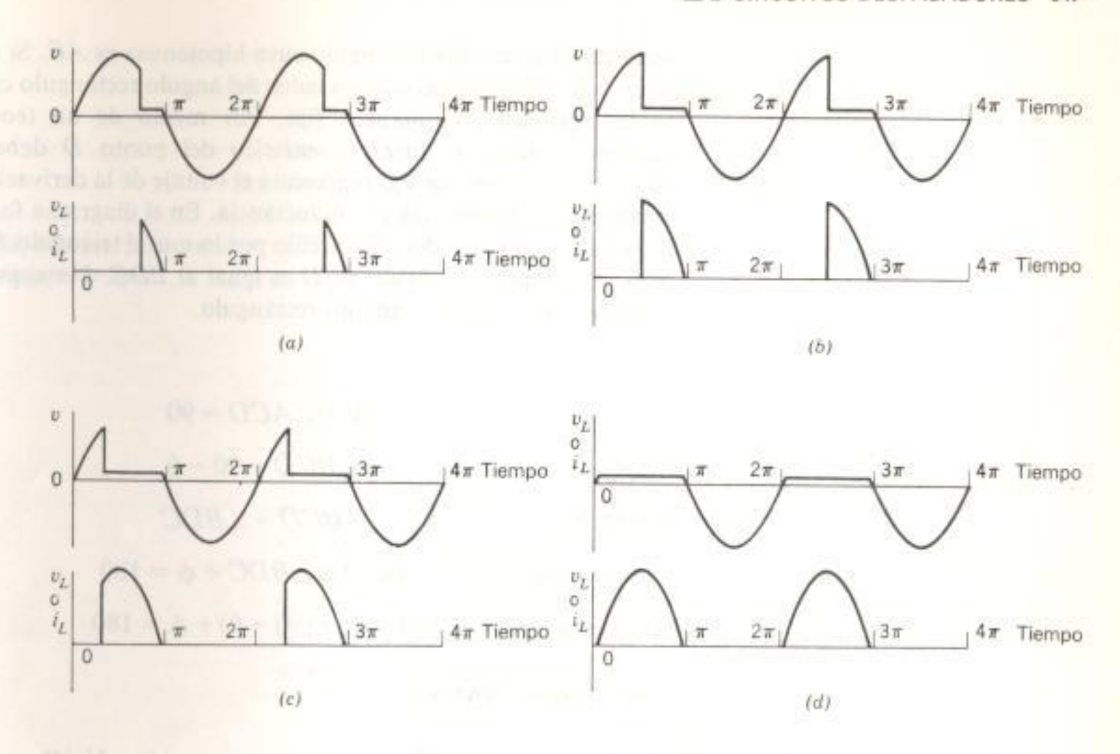


Fig. 22-3 Formas de onda del rectificador controlado para el voltaje del ánodo (V), para el voltaje de la carga (V_L), y para la corriente de carga (i_L) para diferentes ángulos de encendido. (*a*) 135°. (*b*) 90°. (*c*) 45°. (*d*) 0°.

22-1.5 Se conecta una carga a una fuente de 117 V efectivos a través de un rectificador controlado. La corriente pico en la carga es de 4.0 A y la corriente promedio mínima es de 0.56 A. ¿Cuál es el valor de la resistencia de carga, y cuál es el intervalo de variación del control del encendido? ¿Cuál es el intervalo de variación de la corriente de cd en la carga? Suponga que V_r es 2 V.

22-1.6 Resuelva el Prob. 22-1.5 si el voltaje de la fuente es de 10 V efectivos.

Sección 22-2 Circuitos desfasadores

Un arreglo de circuito utilizado comúnmente para obtener un retraso de 180° en el intervalo de variación de la señal de control utiliza un circuito serie *LR* o *RC* simple. Se aplica un voltaje V_{AC} del transformador con derivación central a la red de R y L (Fig. 22-4). La corriente I se atrasa con respecto a V_{AC} en un ángulo θ. La caída IR está en fase con I y la corriente se atrasa con respecto a la caída IX_L en 90°. Estos fasores se dibujan en el diagrama fasorial. Así que B es el punto medio de V_{AC} puesto que éste es la derivación central de transformador. El ángulo ADC es el ángulo

recto de un triángulo rectángulo cuya hipotenusa es AC. Si se varían ya sea L o R, las longitudes de los lados del ángulo rectángulo cambian, pero la hipotenusa permanece fija. Por medio de un teorema de la geometría plana, el lugar geométrico del punto D debe seguir un semicírculo. El voltaje V_{BD} representa el voltaje de la derivación central a la unión de la resistencia y la inductancia. En el diagrama fasorial, BC y BD están en el radio del semicírculo por lo que el triángulo BCD es isósceles. Por tanto, el ángulo BCD es igual al BDC. Pero, puesto que el triángulo ACD es un triángulo rectángulo.

$$\theta + \angle ACD = 90$$

luego $$\angle BCD = 90 - \theta$$

Puesto que $$\angle BCD = \angle BDC$$

y puesto que $$\angle BCD + \angle BDC + \phi = 180$$

por lo que $$(90 - \theta) + (90 - \theta) + \phi = 180$$

Simplificando, tenemos

$$\phi = 2\theta \qquad \text{donde} \qquad \tan\theta = X_L/R \tag{22-5a}$$

Si V_{BC} (u otro voltaje en fase con V_{BC}) se utiliza como el voltaje de alimentación del ánodo y si V_{BD} se utiliza como el voltaje de control, una variación en cualquiera L o R puede producir casi un intervalo de variación completo de control del cambio de fase de atraso sobre 180°. La presencia de resistencia en la inductancia evita un control completo de 180°. El voltaje de control V_{BD} es un radio del semicírculo y no cambiará su magnitud cuando se varíe el ángulo de fase. Cuando R se iguala a X_L, el punto D es el punto medio del arco entre A y C, y el ángulo de fase es de 90°. Si R es el elemento variable en el circuito cambiador de fase, un aumento en R, mueve el punto D de A hacia C, disminuyendo el ángulo de fase. Si L es variable, un aumento en L mueve el punto D hacia A, aumentando el ángulo de fase.

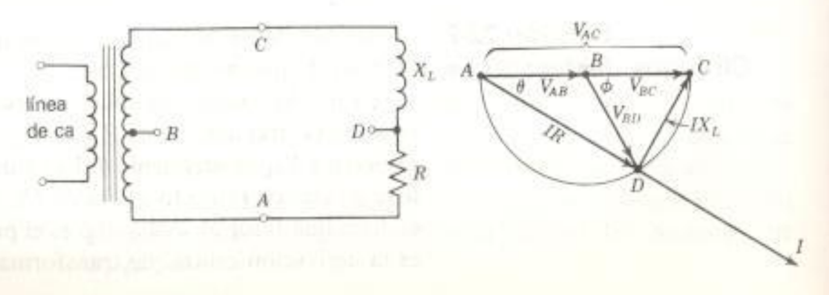


Fig. 22-4 Red *LR* que produce un atraso del ángulo de fase.

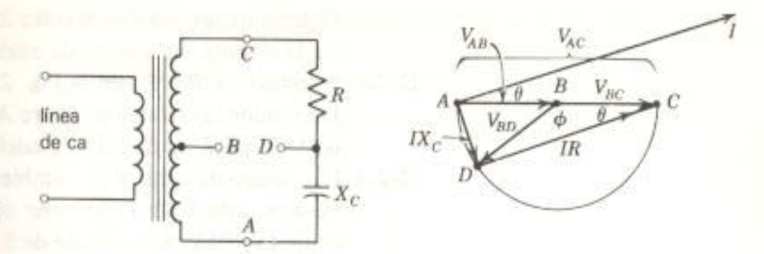


Fig. 22-5 Red *RC* que produce un atraso en el ángulo de fase.

El cambio de fase en el ángulo de atraso puede obtenerse también de un circuito *RC*, (Fig. 22-5). La corriente en el circuito *RC* se adelanta al voltaje V_{AC} señalado en θ grados. La corriente se adelanta al fasor de voltaje IX_C por 90° y está en fase con (paralelo a) el fasor del voltaje *IR*. Con la misma lógica que la utilizada en el circuito *LR*, el lugar geométrico del punto *D* traza un semicírculo. Por lo que V_{BD} se atrasa con respecto a V_{BC} en un ángulo ϕ. El ángulo ϕ puede variar de 0° a 180° por un cambio en *R* o en *C*. Puesto que $\angle ACD$ es θ, el ángulo por el que V_{BD} se atrasa con respecto a V_{BC} es

$$\phi = 180 - 2\theta$$

donde

$$\tan \theta = \frac{X_C}{R} \tag{22-5b}$$

Cuando se aumenta el valor de la resistencia, el punto *D* se mueve hacia *A*, y el ángulo del cambio de fase ϕ aumenta. Si se aumenta la capacitancia, X_C disminuye, y el punto *D* otra vez se mueve hacia *A*. Cuando *R* se iguala a X_C, el punto *D* está en el punto medio del semicírculo, y el cambio de fase es de 90°.

Hay muchas formas de obtener elementos variables para estos circuitos cambiadores de fase. Un medio directo es utilizar un reóstato montado en un tablero como *R*. El apuntador puede calibrarse directamente en términos del ángulo de encendido, ángulo de conducción, corriente de carga o voltaje de carga. En otras aplicaciones, la variable *R* es un elemento sensible a la temperatura. Si el voltaje de cd del emisor al colector es fijo, la corriente a través del transistor se determina por el voltaje del emisor a la base, permitiéndole al transistor servir como el elemento de resistencia variable en un circuito cambiador de fase.

Problemas

Nota: La frecuencia es 60 Hz para todos los problemas.

22-2.1 Intercambie *R* y X_L en la Fig. 22-4. Dibuje el diagrama fasorial.

Determine las relaciones entre X_L Y R para dar un control de fase de 180° para un ángulo de adelanto.

22-2.2 Intercambie R y X_C en la Fig. 22-5. Dibuje el diagrama fasorial. Determine las relaciones entre X_C y R para dar un control de fase de 180° para un ángulo de adelanto.

22-2.3 El circuito de control de cambio de fase que se muestra en la Fig. 22-4 se utiliza para controlar un rectificador controlado dentro de un intervalo de corriente de 5 a 1. El inductor varía hasta 10 H. ¿Cuál es el valor de R?

22-2.4 El circuito de control de cambio de fase que se muestra en la Fig. 22-4, se utiliza para controlar un rectificador controlado dentro de un intervalo de corriente de 3 a 1. El inductor varía hasta 10 H. ¿Cuál es el valor de R?

22-2.5 El circuito de control de cambio de fase que se muestra en la Fig. 22-5 se utiliza para controlar un rectificador controlado del 20% a la máxima corriente. El capacitor es de 0.15 μF. ¿Cuál es el valor del reóstato que se debe utilizar para R?

22-2.6 El circuito de control de cambio de fase que se muestra en la Fig. 22-5 se utiliza para controlar un rectificador controlado del 10% a la máxima corriente. El capacitor es de 0.05 μF. ¿Cuál es el valor del reóstato que se debe utilizar para R?

Sección 22-3 El encendido de un rectificador controlado de silicio

En la Tabla 22-1 se da una lista del resumen de las características esenciales de un rectificador controlado de silicio típico, el 2N1604 de Texas Instruments. El rectificador controlado de silicio se enciende o se dispara por la iniciación de una corriente adecuada en la compuerta. El valor de la corriente de compuerta requerido para garantizar el disparo se especifica en la hoja de datos como 10 mA. La corriente de la compuerta debe mantenerse hasta que la corriente del ánodo tenga el tiempo suficiente para aumentar por lo menos al valor de la corriente de sostenimiento I_H. La relación entre la corriente de la compuerta y el tiempo de encendido se muestra en la Fig. 22-6.

Cuando se cierra el interruptor en el circuito de interruptor en serie (Fig. 22-7*a*), fluye la corriente en el circuito de la compuerta para disparar el ánodo en la mitad del ciclo en la que el ánodo es positivo. Tan pronto como se enciende el SCR, la caída de voltaje de polarización directa del ánodo al cátodo V_F es muy pequeña, del orden de un volt. Puesto que todo el circuito, que está formado por R, el diodo $D1$, y la compuerta es un circuito serie en paralelo con la trayectoria ánodo-cátodo del rectificador, la corriente de la compuerta cae a un valor muy bajo. Cuando el voltaje de línea invierte su polaridad, el cátodo es positivo y el ánodo negativo. En consecuencia, la corriente del ánodo en el rectificador controlado de silicio cae a cero. El diodo $D1$ se requiere para evitar que la corriente inversa fluya en la compuerta. Cuando se abre el interruptor, el rectificador no conducirá en ninguno de los ciclos siguien-

Tabla 22-1 Características del 2N1604 de Texas Instruments

Características del Anodo

$V_{F(off)}$	Voltaje directo en la condición de apagado	400 V
V_R	Voltaje inverso pico	400 V
I_F	Corriente directa rectificada promedio	3 A
i_f	Corriente directa pico recurrente	10 A
$I_{f(sobrevoltaje)}$	Corriente transitoria, 1 ciclo a 60 Hz	25 A
BV_F	Voltaje directo de ruptura mínimo	480 V
BV_R	Voltaje inverso de ruptura mínimo	480 V
I_R	Corriente inversa de cd máxima a V_R nominal	0.25 mA
v_F	Caída de voltaje directo máximo a I_F = 3A	2 V
I_H	Corriente máxima de sostenimiento	25 mA
$I_{F(OFF)}$	Corriente máxima directa en $V_{F(OFF)}$	0.25 mA

Características de Compuerta

I_G	Corriente directa de compuerta, máxima	100 mA
V_{GR}	Voltaje inverso pico de compuerta	5 V
I_{GT}	Corriente máxima de compuerta para disparar[a]	10 mA
BV_G	Voltaje mínimo de compuerta de ruptura	6 V
V_G	Caída máxima de voltaje directo de compuerta a I_G = 25 mA	3 V

[a] Se asegura el disparo positivo con 10 mA de corriente en la compuerta.

tes. El interruptor en paralelo (Fig. 22-7*b*) opera en una forma similar excepto que se debe abrir para encender el rectificador.

En muchas aplicaciones, el circuito de la compuerta se opera de una fuente senoidal de fem (Fig. 22-8). Como en el interruptor de ca, se deben tomar medidas para evitar una corriente de ruptura inversa en el circuito de la compuerta. Se coloca un diodo entre el cátodo y la compuerta que efectivamente pone en derivación o *sujeta* el circuito de la compuerta cuando se invierte la polaridad.

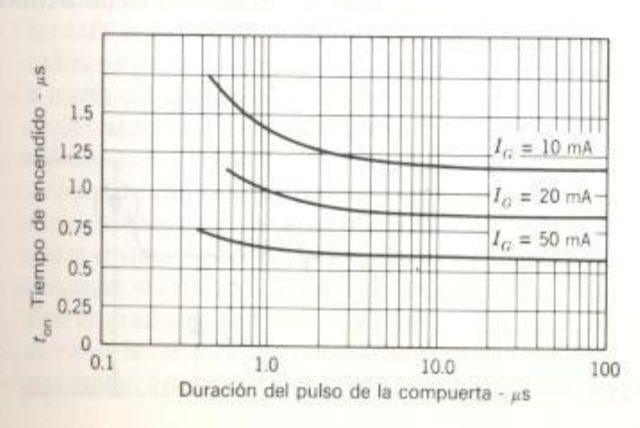


Fig. 22-6 Características de encendido para el 2N1604

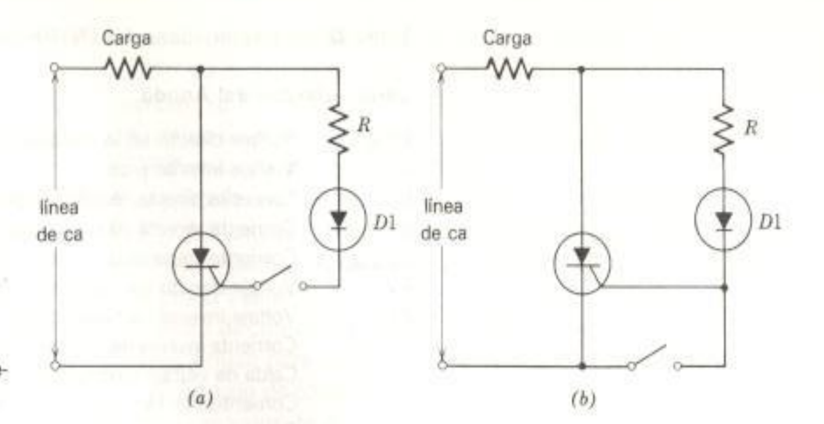


Fig. 22-7 Interruptores de ca. (*a*) Serie. (*b*) Paralelo.

El circuito cambiador de fase que se muestra en la Fig. 22-9*a* produce un voltaje de compuerta que se atrasa con respecto al voltaje principal del ánodo para controlar el angulo del ciclo en el cual ocurre el encendido. La corriente de la compuerta se limita por una resistencia en serie *R*. Para evitar corrientes de dispersión excesivas, el flujo de corriente inversa en la compuerta se evita por medio de un diodo sujetador (Fig. 22-9*b*). Si *Q*1 es un rectificador de un circuito rectificador de onda completa y si el voltaje de *A* a *B* proporciona el voltaje de control atrasado para disparar a *Q*1 (Fig. 22-9*b*), luego el voltaje de *B* a *A* es el voltaje con el atraso requerido para disparar un segundo SCR, *Q*2 (Fig. 22-9*c*), el cual es el otro rectificador del circuito de onda completa. Esto es verdadero debido a que el voltaje de *B* a *A* está desfasado 180° con respecto al voltaje de *A* a *B* y el voltaje de alimentación del ánodo de *Q*2 está 180° desfasado con respecto al voltaje de alimentación del otro ánodo si se efectúa la rectificación de onda completa. Estos dos circuitos pueden combinarse (Fig. 22-9*d*). Los diodos *D*1 y *D*2 en efecto conmutan el punto *C* al punto *A* para una mitad del ciclo de ca y luego lo conmutan al punto *B* para la otra mitad del ciclo de ca. Por lo que un circuito cambiador de fase puede servir para ambos rectificadores controlados de silicio. En la Fig. 22-10 se muestran los circuitos rectificadores completos.

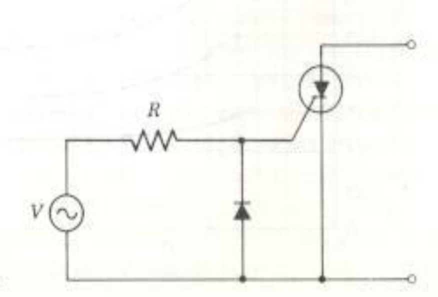


Fig. 22-8 Un sujetador de compuerta.

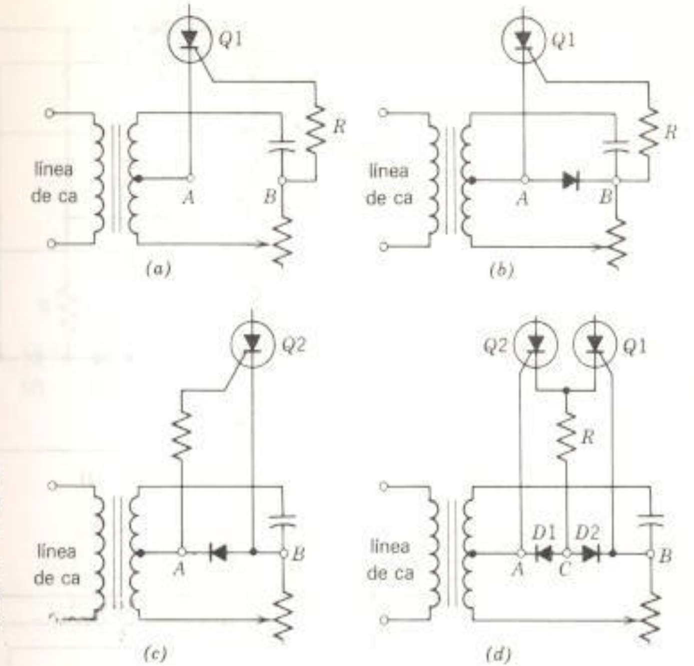
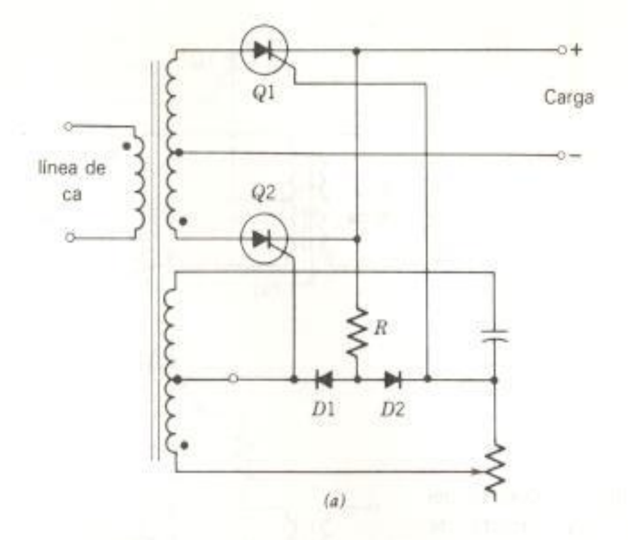


Fig. 22-9 Circuitos de control del cambio de fase. *(a)* Circuito de control básico. *(b)* Con diodo sujetador. *(c)* Circuito de control para el segundo rectificador. *(d)* Circuito de control para el rectificador de onda completa.

Cuando se utiliza el SCR en una aplicación de onda completa, los valores de V_L y de I_L dados por las Ecs. 22-4, 22-5 y 22-6 solamente se multiplican por dos. La curva mostrada en la Fig. 22-2 puede utilizarse, considerando que el valor del eje vertical se multiplica también por dos.

El circuito oscilador de relajación con transistor de una unión (UJT), explicado en la Sec. 21-2 se utiliza con frecuencia para disparar un SCR en un circuito rectificador controlado.

Cuando se utiliza el UJT para disparar un SCR, la fuente de potencia del UJT es la misma fuente de ca utilizada para el SCR (Fig. 22-11). Se utiliza un diodo *D*1 con un diodo Zener *D*2. La forma de onda del voltaje a través del circuito del transistor de una unión (UJT) es la forma de onda trapezoidal, *O-A-C-D*, que se muestra en la Fig. 22-11*b*. En la mitad negativa del ciclo de ca, el diodo *D*1 no conduce. El capacitor C_E del circuito del emisor se empieza a cargar tan pronto como el voltaje de la fuente se hace positivo. En el punto *B*, el voltaje a través del capacitor alcanza el voltaje pico V_P y el transistor de una unión (UJT) conduce para descargar el capacitor. El retraso de tiempo *T* entre 0 y *B* puede convertirse en grados de atraso en el ciclo de ca. El ángulo de atraso se controla al variar la resistencia R_E. En el punto *B*, el encendido del transistor de una unión, desarrolla el pulso de encendido para la compuerta del rectifi-



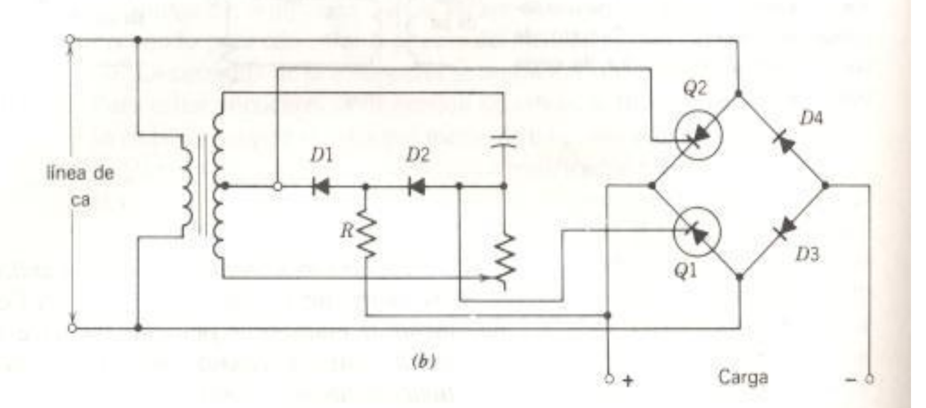
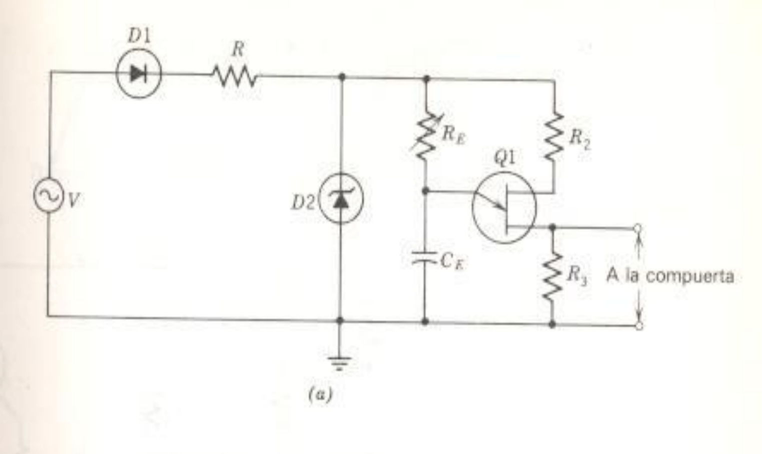


Fig. 22-10 Circuitos rectificadores completos. (*a*) Onda completa. (*b*) Puente.

cador controlado de silicio como la caída a través de R_3 (Fig. 22-11*c*) para la compuerta del rectificador de silicio.

Las formas de onda en las Figs. 22-11*b* y 22-11*c* muestran solamente una oscilación y un pulso de salida por ciclo de ca. Mostramos que, cuando el UJT rompe en el punto *B*, la oscilación cesa. En realidad, C_E llegaría a descargarse en el punto *B* y luego el diente de sierra aumentaría otra vez a partir de cero. Para utilizar este circuito con el fin de disparar un SCR de una manera estable, al capacitor del circuito del transistor de una unión no se le puede permitir que vuelva a cargar una vez que se ha descargado en la mitad de un ciclo particular. Para cumplir esto, todo el circuito formador de pulsos del transistor de una unión se conecta entre el ánodo y el cátodo del rectificador controlado de silicio que él controla.



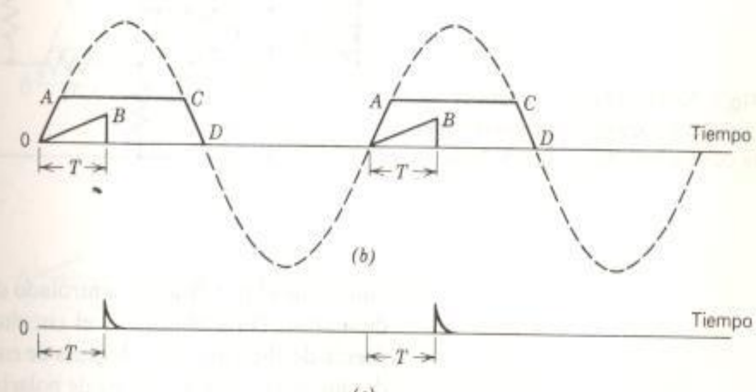


Fig. 22-11 Encendido de un transistor de una unión a partir de la fuente de ca. (*a*) Circuito. (*b*) Voltaje del capacitor. (*c*) Pulsos de salida hacia la compuerta.

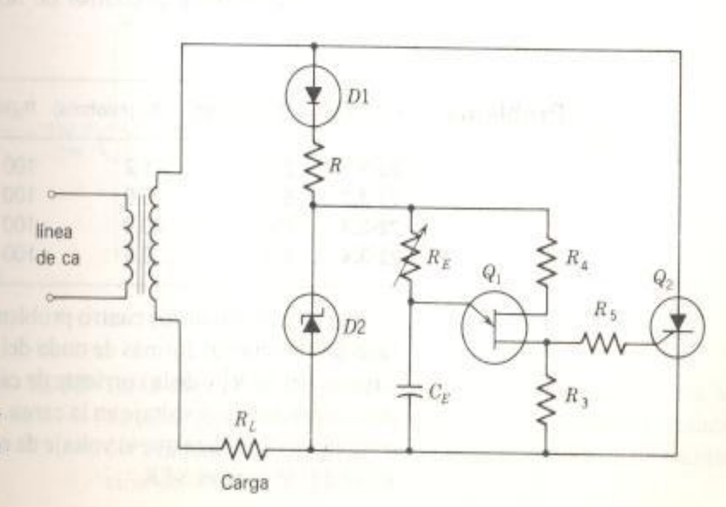


Fig. 22-12 Circuito rectificador controlado de silicio de media onda con control de cambio de fase.

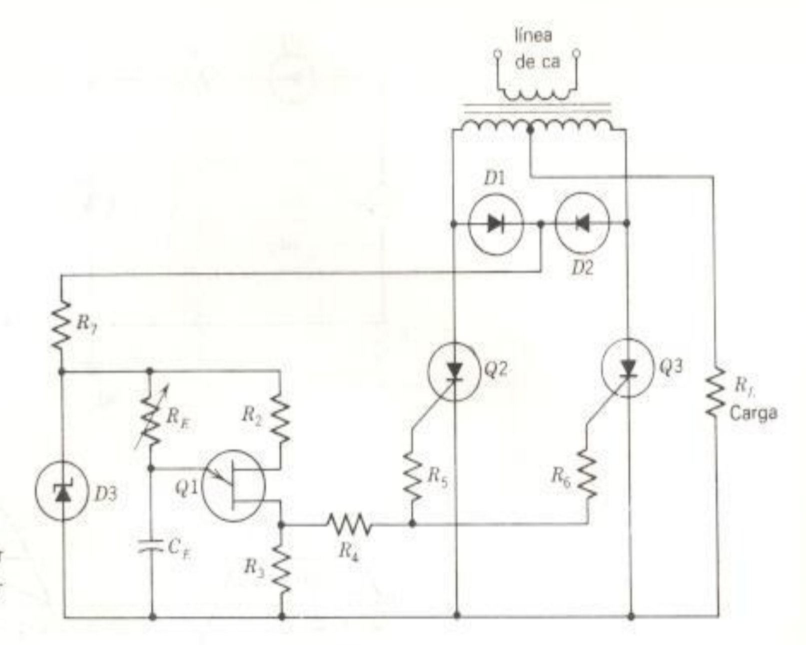


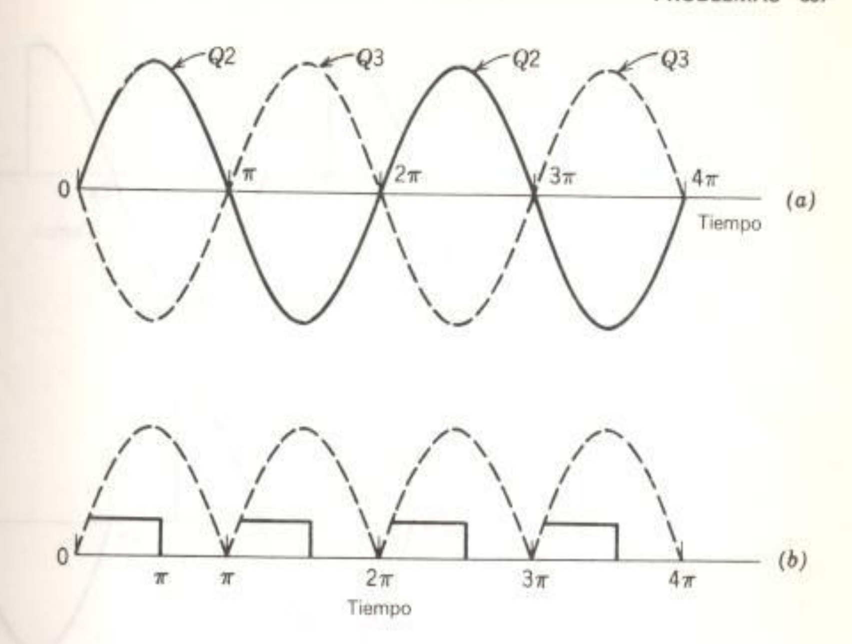
Fig. 22-13 Circuito rectificador controlado de silicio de onda completa con control de cambio de fase.

Antes que el rectificador controlado de silicio rompa, el voltaje a través de ambos, el rectificador y el circuito de control sigue al voltaje de la fuente de alimentación. Después de encenderse el rectificador controlado de silicio, la caída de voltaje de polarización directa cae al valor de V_F, el cual es del orden de 1 V. De acuerdo con esto, todo el voltaje disponible para el circuito disparador es insuficiente para que el capacitor vuelva a cargarse. Este arreglo se muestra en la Fig. 22-12. Este concepto puede extenderse rápidamente al circuito rectificador controlado de onda completa que se muestra en la Fig. 22-13. Las formas de onda para este circuito se dan en la Fig. 22-14. Haciendo una selección adecuada de R_E y C_E, se puede obtener el control de fase sobre casi todo el ciclo de 0° a 180°.

Problemas

Problema	R_1(kilohms)	X_{C1}(kilohms)	R_2(kilohms)	R_L(ohms)
22-3.1	2.5	1.2	100	10
22-3.2	5.0	5.0	100	20
22-3.3	5.0	20.0	100	60
22-3.4	2.0	0.5	100	60

Para cada uno de los cuatro problemas anteriores, dibuje el diagrama fasorial. Dibuje las formas de onda del voltaje de línea de v_L, del voltaje a través del SCR, y de la corriente de carga. Calcule el ángulo de encendido, la corriente y el voltaje en la carga. Calcule la máxima corriente de la compuerta. Suponga que el voltaje de encendido de la compuerta es cero, V_F es 2.0 V para el SCR.



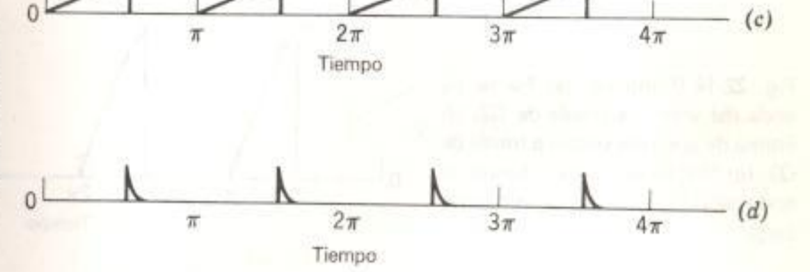
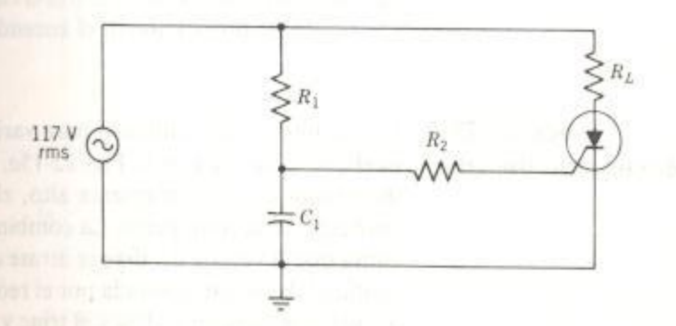
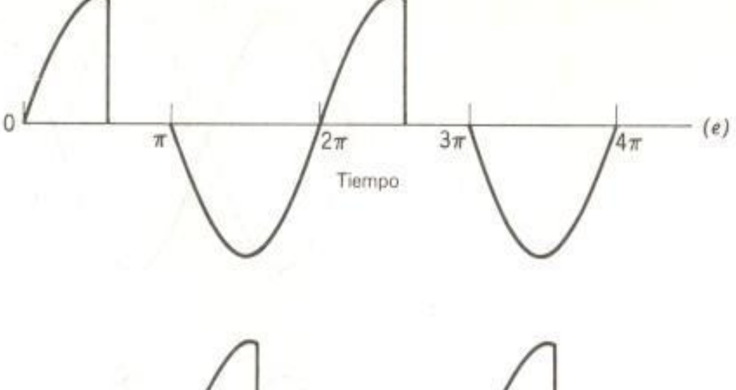


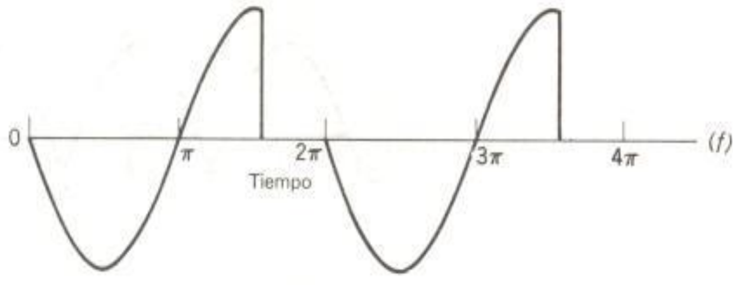
Fig. 22-14 Formas de onda en un rectificador controlado de onda completa. (*a*) Voltaje de alimentación del ánodo. (*b*) Forma de onda del voltaje a través del diodo Zener *D*3. (*c*) Forma de onda del voltaje a través del capacitor. (*d*) Pulsos de la compuerta.



Circuito para los Probs. del 22-3.1 al 22-3.4.

22-3.5 En la Fig. 22-11*a*. *D*2 es un Zener de 20 V, R_E es de 1 MΩ, y η es de 0.55. ¿Qué valores de C_E encenderán el circuito en los puntos de 30°, 60°, 90°, 120° y 150° de la mitad positiva de una alimentación de 220 V y 60 Hz?





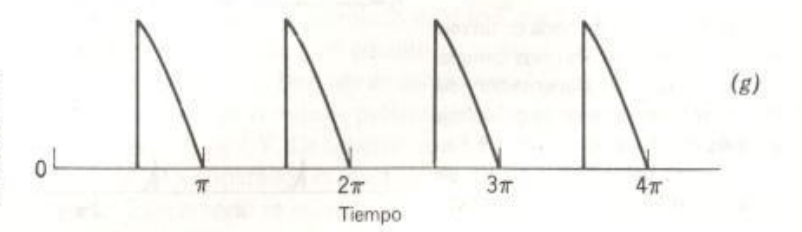
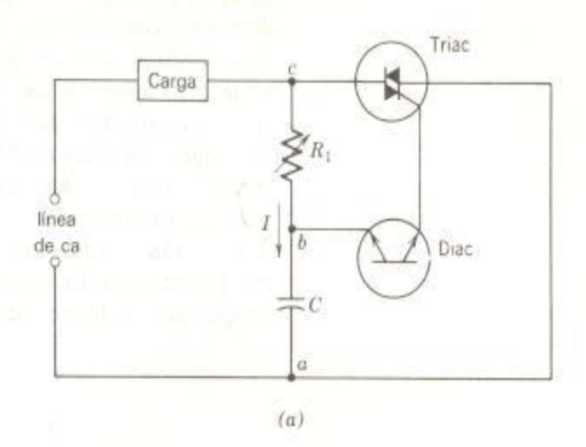


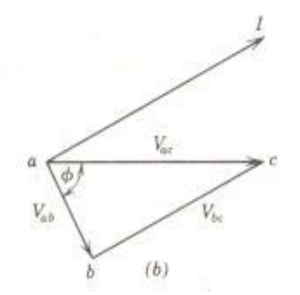
Fig. 22-14 (Continúa) (*e*) Forma de onda del voltaje a través de *Q*2. (*f*) Forma de onda del voltaje a través de *Q*3. (*g*) Voltaje de carga o forma de onda del voltaje o de la corriente en la carga.

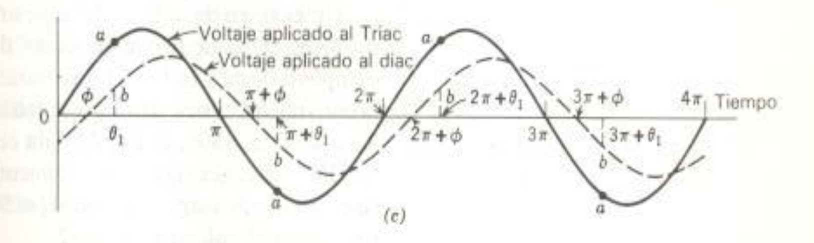
22-3.6 En el Prob. 22-3.5, se fija el capacitor C_E a 0.01 μ F. ¿Qué valores de R_E proporcionan el encendido en los ángulos de la lista?

Sección 22-4 El encendido del triac

Un circuito común utilizado para variar la corriente de carga en un triac es el que se muestra en la Fig. 22-15*a*. Cuando el voltaje a través del diac disparador es suficientemente alto, el diac rompe para proporcionar la corriente de la compuerta. La combinación del capacitor y la resistencia causa que el voltaje del diac se atrase con respecto al voltaje del triac. La cantidad de retraso ajustada por el reóstato determina el punto en el ciclo al cual se encienden el diac y el triac y, por tanto, controla la cantidad de corriente en la carga. Cuando se enciende el triac, su baja caída de voltaje de polarización directa efectivamente pone en cortocircuito los puntos *a* y *c* y, por tanto, la corriente del diac cae a cero y el diac recupera su condición de apagado. Este proceso se repite para cada mitad de ciclo del voltaje de la línea (Fig. 22-15*d*).







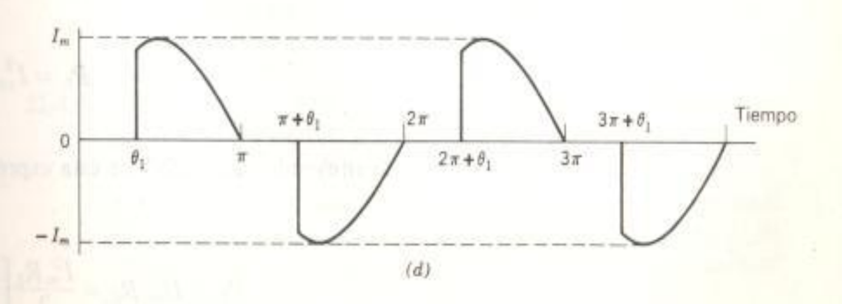


Fig. 22-15 Aplicación del triac. (*a*) Circuito. (*b*) Diagrama fasorial. (*c*) Formas de onda del voltaje. (*d*) Corriente de carga.

Un SCR produce rectificación de media onda. Se utilizan dos SCRs en un rectificador de onda completa. Ambos circuitos convierten potencia de ca en potencia de cd controlada. El triac difiere en que no rectifica. El triac controla potencia de ca en una carga de ca. En consecuencia, las ecuaciones desarrolladas para la corriente de carga, el voltaje de carga y la potencia de carga para el SCR no tienen significado para el triac. Ahora lo que se requiere es el valor efectivo o rms de la forma de onda de la corriente o del voltaje de carga de la Fig. 22-15*d*.

El valor promedio (el valor de cd) de la corriente de carga para el triac (Fig. 22-15*d*) es cero. Por tanto, esta forma de onda representa solamente un valor de ca. El resultado útil está en términos de un valor efectivo o rms, el cual se define como.

$$I_{rms} \equiv \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} (I_m \operatorname{sen} \theta)^2 \, d\theta} \qquad (22\text{-}6)$$

Si utilizamos métodos del cálculo integral para evaluar la Ec. 22-6 para la forma de onda mostrada en la Fig. 22-15*d*, encontramos.

$$\boxed{I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{180° - \theta_1}{180°} - \frac{\operatorname{sen} 2\theta_1}{2\pi}}} \qquad (22\text{-}7)$$

donde θ_1 es el ángulo en el ciclo en el cual ocurre el encendido.

Un examen de la Ec. 22-7 muestra que, cuando el ángulo de encendido θ_1 es cero, la forma de onda de la corriente de carga es un ciclo completo de ca y la Ec. 22-7 se reduce al valor esperado $I_m/\sqrt{2}$, el cual es la conversión básica de valores pico a rms en el análisis de circuitos de ca. Cuando θ_1 es 180°, la Ec. 22-7 da cero, puesto que el valor de sen $2\theta_1$ es sen 360°, el cual es cero. Naturalmente, si el triac enciende en 180°, hay cero corriente de carga. Cuando θ_1 es 90°, sen $2\theta_2$ es sen 180°, el cual es cero. Ahora el valor rms es $I_m/2$.

La potencia en una carga resistiva puede obtenerse de

$$P_L = I_{rms}^2 R_L$$

Sustituyendo la Ec. 22-7 en esta expresión, tenemos

$$P_L = I_{rms}^2 R_L = \frac{I_m^2 R_L}{2}\left[\frac{180° - \theta_1}{180°} - \frac{\operatorname{sen} 2\theta_1}{2\pi}\right] \qquad (22\text{-}8)$$

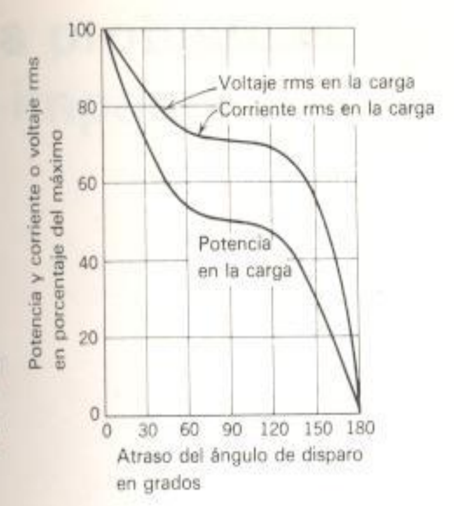


Fig. 22-16 Variación del voltaje de carga efectivo, de la corriente de carga rms, y de la potencia de la carga con respecto al ángulo de control para un triac.

en la cual θ_1 se expresa en grados.

Se sustituyen varios valores de θ_1 en las Ecs. 22-7 y 22-8 para obtener las gráficas que se muestran en la Fig. 22-16. Debe notarse que, cuando el ángulo de disparo es 90°, la potencia en la carga es de 50% de su valor máximo. La solución de los problemas se puede obtener ya sea de las ecuaciones o de las gráficas.

Problemas

22-4.1 En la Fig. 22-15, el voltaje de alimentación es 117 V rms y el voltaje de ruptura del diac es de 20 V. ¿Cuál es el mínimo valor de θ_1 (Fig. 22-15*d*) que encenderá al triac? Si *C* es de 1 μF, ¿qué valor de R_L encenderá el circuito en 20°, en 40°, y en 60°?

22-4.2 Muestre cómo se obtuvieron los valores para las curvas de la Fig. 22-16 en 45° y en 150°.

22-4.3 Se utiliza un triac para controlar la potencia de entrada hacia un elemento calentador de 1000 W que opera con 117 V rms. ¿Qué ángulos de encendido se requieren para un calor de ¾, ½, y ¼?

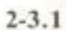
22-4.4 Un triac controla la potencia en una carga de 100 Ω. Un interruptor reduce la potencia del máximo al 70% de la potencia plena cuando se opera el dispositivo con una fuente de alimentación de 117 V. ¿Qué ángulo de encendido debería introducirse por el interruptor cuando el circuito utiliza un diac que tiene 20 V de voltaje de ruptura?

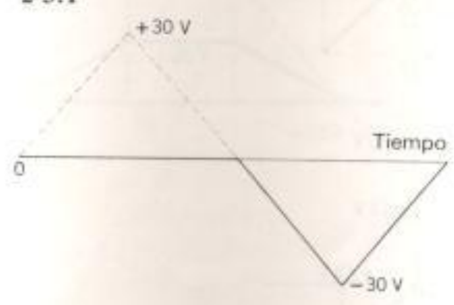
22-4.5 Utilizando la Ec. 22-8, represente en una gráfica la potencia en una resistencia de 100 Ω controlada por un triac para una variación en el cambio de fase de 180°. El voltaje de alimentación es de 117 V rms. Obtenga los datos en intervalos de 30°. Suponga que la caída de voltaje de polarización directa a través del triac es cero después de la ruptura. Asimismo en otra gráfica la corriente de carga rms.

Respuestas a problemas de números impares

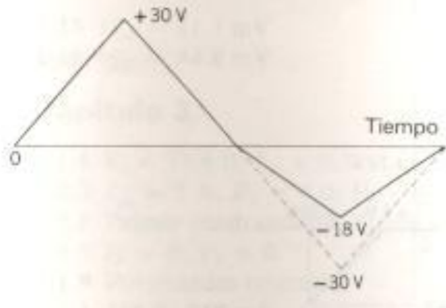
Capítulo 2

2-1.1 $r_B = 3.5\ \Omega;\ 0.67\ \Omega;\ 0.029\ \Omega$
2-2.1 $R_L = 80\ \Omega;\ 50\ \Omega$
2-2.3 $V_{1,\text{máx}} = 19\ \text{V};\ V_{1,\text{min}} = 13\ \text{V}$
2-2.5 $R = 253\ \Omega;\ Pz = 90.2\ \text{mW}$
2-2.7 Cambio 150 mV

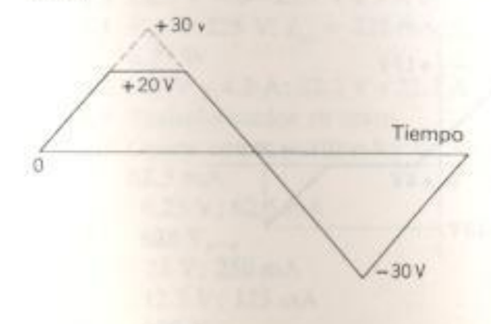


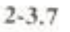


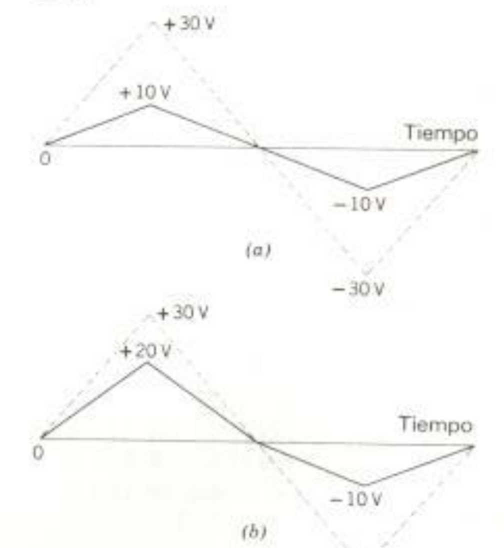
2-3.3



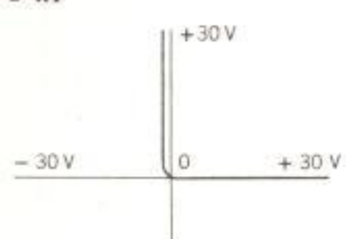
2-3.5



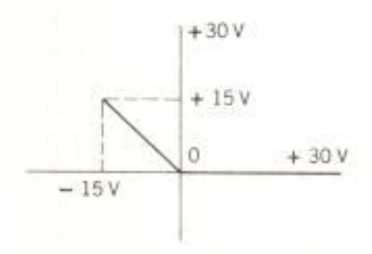




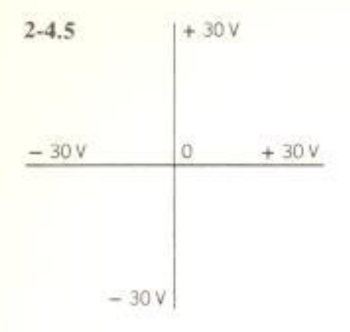
2-4.1



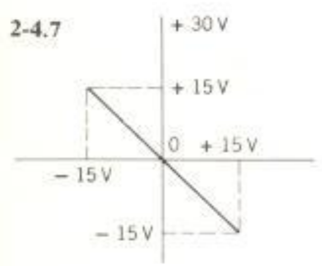
2-4.3



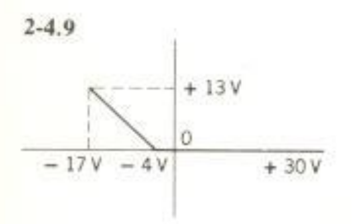
2-4.5



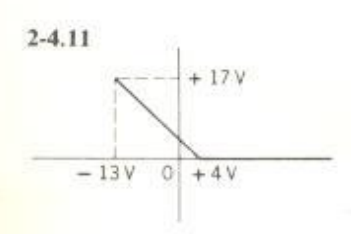
2-4.7



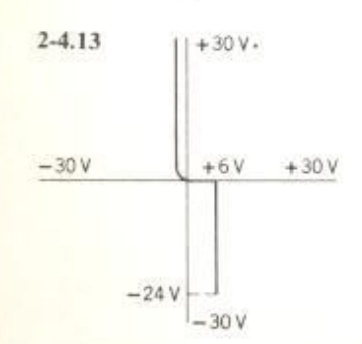
2-4.9



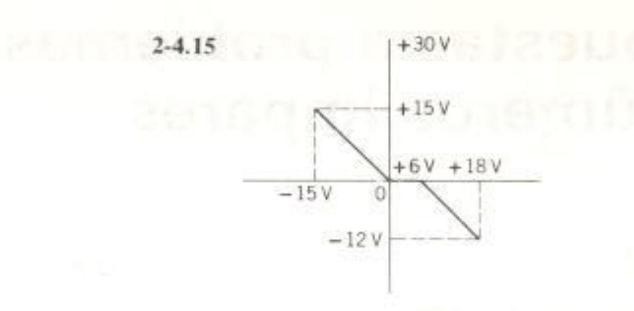
2-4.11



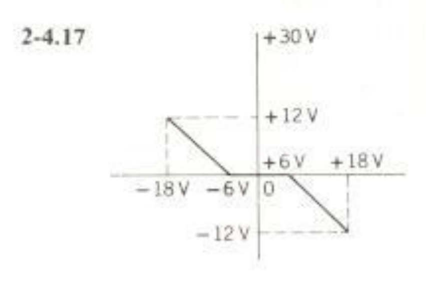
2-4.13



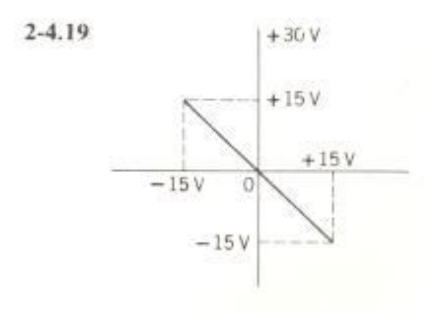
2-4.15



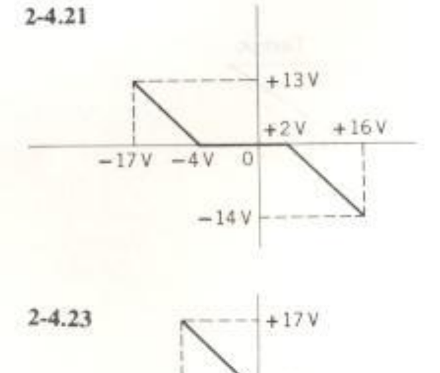
2-4.17



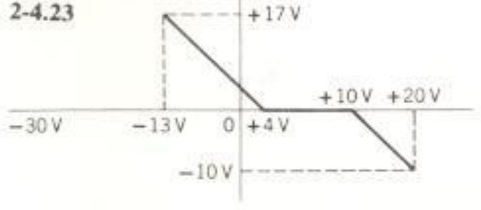
2-4.19



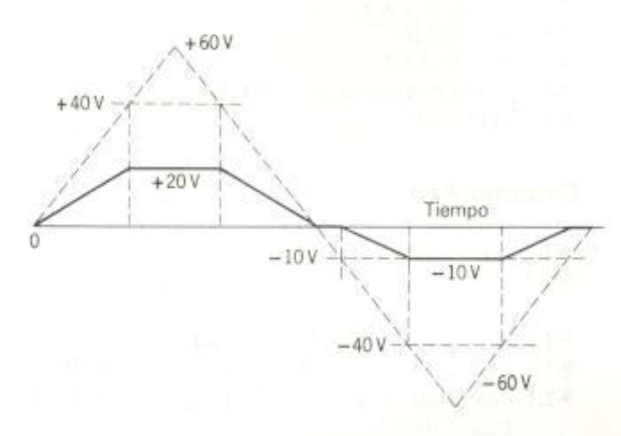
2-4.21



2-4.23



2-5.1 $V_{sal} = 8.1$ mV
2-5.3 $V_{sal} = 0.71$ mV
2-5.5 $V_{sal} = 83\ \mu$V
2-1 $I_{L,máx} = 4$ A; $L_{L,mín} = 2$ A
2-3 $V_{z,máx} = 6.236$ V; $V_{z,mín} = 6.140$ V
2-5 $V_{ent,máx} = 16.817$ V; $V_{ent,mín} = 13.183$ V; $\pm 12\%$
2-7 $P_D = 584$ mW
2-9 Cuando $R_L = \infty\Omega$; $I_L = 0$ mA; $P_Z = 0.94$ W
Cuando $I_Z = 0$ mA; $I_L = 152$ mA; $R_L = 40.8\Omega$
2-11



2-13 $V_{sal} = 11.3$ mV
2-15 $V_{sal} = 44.8$ mV

Capítulo 3

3-1.1 $R_L = 13.6\ \Omega$; $I_{cd} = 0.38$ A
3-1.3 $I_{cd} = 5$ A; $R_L = 4\ \Omega$; $V_s = 44.4$ V
3-1.5 Primer cuadrante 100 V; 100 mA
3-1.7 $I_L = 0$; $V_L = 0$
3-1.9 Polaridades invertidas
3-2.1 248 V; 248 mA
3-2.3 22.7 V —0—22.7 V a 5 A dc
3-3.1 $V_{cd} = 225$ V; $I_{cd} = 225$ mA; $I_L = 54$ mA; $P_{ca} = 6.27$ W
3-3.3 117 V y 4.2 A; 22.2 V y 22.2 A
3-3.5 Transformador en corto
3-3.7 Opera como rectificador de media onda 6.25 V; 62.5 mA
3-1 6.25 V; 62.5 mA
3-3 628 V_{p-p}
3-5 25 V; 250 mA
3-7 12.5 V; 125 mA
3-9 628 V_{p-p}

Capítulo 4

4-6.1 $\alpha = 0.980$; 0.990; 0.992; 0.993; 0.995
4-6.3 $\beta = 199$; 99; 79; 42
4-6.5 $\alpha = 0.997$; $\beta = 319$

Capítulo 5

5-2.1 $R_C = 539\ \Omega$
5-2.3 $R_C = 782\ \Omega$
5-2.5 $R_B = 6$ kΩ
5-2.7 $R_B = 3.3$ MΩ
5-2.9 $R_E = 5.3$ kΩ
5-2.11 $R_E =$ ~~5.3 kΩ~~ 2.65KΩ
5-3.1 $V_{CE} = 9.5$ V
5-3.3 $R_B = 1.46$ MΩ
5-3.5 $V_{CE} = 13$ V; $R_B = 10$ kΩ
5-3.7 $R_B = 165 + 81.6\ R_C$
5-3.9 $R_C = 2.63$ kΩ; $R_B = 69$ kΩ
5-3.11 $I_C = 1.16$ mA; $V_{CE} = 4.16$ V
5-3.13 $I_C = 2.220$ mA; $V_{CE} = 4.4$ V
5-3.15 $R_1 = 23.9$ kΩ
5-3.17 $R_1 = 18.3$ kΩ
5-3.19 $R_1 = 8.75$ kΩ
5-3.21 Medido a tierra: $V_C = -1.12$ V; $V_B = -7.17$ V; $V_E = -7.87$ V
5-1 $R_B = 153$ kΩ
5-3 Medido a tierra: $V_B = -0.84$ V; $V_C = -6.24$ V; $V_E = -0.15$ V
5-5 $V_{CE} = 7.83$ V
5-7 $R_1 = 151$ kΩ
5-9 $R_2 = 57$ kΩ
5-11 Medido a tierra: $V_B = -1.8$ V; $V_C = -7.2$ V; $V_E = -0.15$ V

Capítulo 6

6-1.1 1.7 A; 51 V; 69 V
6-1.3 $\Delta V_F = 0.08$ V; $\Delta I_F = 18$ mA
6-2.1 12.8 V_{p-p}
6-2.3 $R_B = 193$ kΩ; 20 V_{p-p}
6-3.1 $V_{sal} = 22.5\ V_{p-p}$; $R_B = 1.25$ MΩ
6-3.3 $V_{sal} = 26.7\ V_{p-p}$; $R_B = 1.47$ MΩ
6-3.5 $V_{sal} = 20\ V_{p-p}$; $R_B = 1.24$ MΩ
6.1 $I_{CQ} = 1.46$ mA; $V_{CEQ} = 5.08$ V; $V_{sal} = 5.84\ V_{p-p}$
6-3 $I_{CQ} = 1.21$ mA $V_{CEQ} = 5.5$ V; $V_{sal} = 11.0\ V_{p-p}$
6-5 $R_B = 1.16$ MΩ
6-7 $V_{sal} = 5.8\ V_{p-p}$
6-9 $V_{sal} = 13.3\ V_{p-p}$; $R_B = 870$ kΩ
6-11 $V_{sal} = 18.5\ V_{p-p}$; $R_B = 1.7$ MΩ

Capítulo 7

7-3.1 $\mathrm{A}_v = 150$; $A_i = 53$; 5570 Ω
7-3.3 $A_i = 116$
7-4.1 $I_i = 17\mu A$; $V_{sal} = 2$ V
7-4.3 $I_i = 0.22$ mA; $V_{sal} = 0.72$ V
7-4.5 $r_{sal} = r'_{sal} = 25$ Ω
7-4.7 $r_{sal} = 62$ Ω; $r'_{sal} = 38$ Ω
7-5.1 $V_{sal} = 15.6\ V_{p\text{-}p}$; $A_v = 311$; $E_s = 50\ mV_{p\text{-}p}$
7-5.3 $I_{CQ} = 0.48$ mA; $V_{CBQ} = -10.4$ V; $A_v = 192$
7-5.5 $I_{CQ} = 0.066$ mA; $V_{CBQ} = -2.7$ V; $V_{sal} =$ 251 mV; 87 mV
7-6.1 $r_{ent} = r'_{ent} = 6528$ Ω; $\mathrm{A}_v = 78$
7-6.3 $A_i = 60$; 8528 Ω
7-6.5 $A_i = 5.65$; 14.5 kΩ
7-6.7 $R_B = 1.3$ mΩ; $E_s = 167\ mV_{p\text{-}p}$
7-7.1 $A_i = 143$; 3.5 kΩ
7-7.3 $V_{sal,máx} = 16\ V_{p\text{-}p}$; $\mathrm{R}_B = 913$ kΩ; $E_s =$ 130 $mV_{p\text{-}p}$
7-7.5 $R_B = 730$ kΩ; $E_s = 0.174\ V_{p\text{-}p}$
7-8.1 $V_{sal} = 1208$ mV
7-8.3 $V_{sal} = 57$ mV
7-1 $A_v = 100$; $A_i = 26.2$; $V_{ent} = 21$ mV; $V_{ent} = 2.1$ V
7-3 $A_v = 75$; $A_i = 51$; $V_{sal} = 1.53$ V; $V_{ent} = 20.4$ mV
7-5 $A_v = 70.6$; $A_i = 18.5$; $V_{sal} = 1.48$ V; $V_{ent} =$ 21 mV
7-7 $A_v = 85.7$; $A_i = 20$; $V_{sal} = 500$ mV; $V_{ent} =$ 5.8 mV
7-9 $A_v = 33.9$; $A_i = 14.5$; $V_{sal} = 290$ mV; $V_{ent} =$ 8.6 mV
7-11 $A_v = 3.96$; $A_i = 3.08$; $V_{sal} = 139$ mV; $V_{ent} =$ 35 mV
7.13 $V_{sal} = 3.75$ V; $V_{ent} = 4.13$ V
7-15 $R_E = 2.90$ Ω; $V_{sal} = 2.4$ V
7-17 $A_v = 80$; $A_i = 3.95$; $V_{sal} = 395$ mV; $V_{ent} =$ 4.9 mV
7-19 $A_v = 16$; $A_i = 3.25$; $V_{sal} = 325$ mV; $V_{ent} =$ 20 mV
7-21 $A_v = 7.69$; $A_i = 3.06$; $V_{sal} = 184$ mV; $V_{ent} =$ 24 mV

Capítulo 8

8-1.3 $V_P = 5$ V; $I_{DSS} = 20$ mA
8-1.5 $I_D = 28.8$ mA
8-2.1 $g_{m0} = 5.6$ mS
8-2.3 $V_P = -4$ V; $I_{DSS} = 4$ mA
8-3.3 1250 Ω; 176 Ω
8-4.1 At $V_{GS} = 4.0$ V; $I_D = 6.94$ mA
8-4.3 At $V_{GS} = 4.0$ V; $I_D = 4.08$ mA
8-4.5 ∞Ω; 431 Ω
8-1 11.25 mA; 7.5 mS
8-3 $V_{GS} = +1.9$ V
8-5 $R = 986$ Ω
8-7 $R = 19.8$ kΩ
8-9 Posición A sobrecarga; 1500 Ω
8-11 240 Ω; ∞Ω

Capítulo 9

9-1.1 $I_{DQ} = 3.6$ mA; $V_{DSQ} = 7.8$ V
9-1.3 $V_{GSQ} = -1.5$ V; $R_S = 750$ Ω; $V_{DSQ} = 22$ V; $R_D = 3250$ Ω
9-1.5 $R_S = 2.5$ V/0.22 mA = 11.4 kΩ
9-1.7 $V_{GS} = -2.2$ V; $I_{DQ} = 2.0$ mA; $R_D = 9.0$ kΩ
9-2.1 Puntos finales 20 V y 4 mA; $I_{DQ} = 1.8$ mA; $V_{DSQ} = 10.9$ V
9-2.3 Puntos finales 20 V y 5 mA; $I_{DQ} = 1.8$ mA; $V_{DSQ} = 12.8$ V
9-2.5 $A_v = 3.75$
9-3.1 $R_D = 6.67$ kΩ; $V_{sal} = 1.0$ V
9-3.3 $R_S = 146$ Ω; $V_{sal} = 1.13$ V
9-3.5 $V_{DS} = 5$ V; $g_m = 1$ mS; $V_{sal} = 2$ V
9-3.7 $g_m = 2.4$ mS; $A_v = 24$; $V_{DS} = 8.0$ V
9-3.9 $g_m = 1.96$ mS; $A_v = 19.6$; $V_{DS} = 12.0$ V
9-4.1 $I_D = 6.1$ mA; $A_v = 0.72$
9-4.3 $I_D = 3.6$ mA; $A_v = 0.57$
9-1 $I_D = 8.9$ mA; $V_{DS} = 18.6$ V
9-3 $I_D = 3.2$ mA; $V_{DS} = 29.1$ V
9-5 $I_D = 6.8$ mA; $V_{DS} = 3$ V
9-7 $A_v = 8.6$
9-8 $A_v = 1\ 41$
9-11 $A_v = 9.4$

Capítulo 10

10-1.1 $I_{CQ_1} = 3.2$ mA; $I_{CQ_2} = 6.4$ mA; $V_{CEQ_1} = 13.8$ V; $V_{CEQ_2} = 7.2$ V
10-2.1 $I_{CQ_2} = 6.4$ mA
10-2.3 $I_C = 2.75$ mA; $V_{CE} = 11.7$ V; $K_1 = 0.91$; $K_2 = 0.80$; $I_{C_1} = 1.75$ mA; $I_{C_2} = 3.85$ mA; $V_{CE_1} = 14.7$ V; $V_{CE_2} = 8.4$ V
10-2.5 $\beta_1 = 127$; $\beta_2 = 76$
10-2.7 $I'_C = 1.64$ mA
10-2.9 $I_C = 0.686$ mA; $I_{C_1} = 0.44$ mA; $I_{C_2} = 0.84$ mA
10-2.11 $K = 0.408$; $I_B = 2.06$ mA; $I'_C = 1.78$ mA
10-3.1 92°C
10-3.3 66°C
10-3.5 103°C
10-3.7 $I_{CEO} = 2.265$ pA; 3.615 pA
10-4.1 114.5°C
10-4.3 89°C
10-4.5 87°C
10-4.7 50°C
10-4.9 $I'_C = 0.42$ mA
10-5.1 + 100%; —66%
10-5.3 + 24%; —23%
10-5.5 $g_m = 4.5 (1 + V_{GS}/4)$ mS
10-5.7 $A_v = 5.5$; 4.6; 2.4
10-5.9 $A_v = 1.68$; 1.76; 1.41
10-5.11 $A_v = 7.7$; 8.6; 11
10-1 $I_{CQ} = 0.99$ mA; $V_{CEQ} = 3.27$ V; $I'_{CQ} = 1.44$ mA; $V'_{CEQ} = 0.2$ V
10-3 $I_{CQ} = 0.729$ mA; $V_{CEQ} = 4.2$ V; $I'_{CQ} = 0.838$ mA; $V'_{CEQ} = 3.3$ V
10-5 $I_{CQ} = 0.639$ mA; $V_{CEQ} = 5.0$ V; $I'_{CQ} = 0.754$ mA; $V'_{CEQ} = 4.1$ V
10-7 0.16 de 1%
10-9 66°C
10-11 $S = 19.8$; saturado; $I_{CQ,sat} = 1.23$ mA
10-13 $S = 23.4$; $I'_{CQ} = 0.687$ mA
10-15 De gráficas (7.2 mA, 6.4 V): (10.7 mA, 4.7 V); (3 mA, 8.5 V)
10-7 De gráficas (2.26 mA, 19.7 V); (3.00 mA, 13.0 V); (2.16 mA, 20.6 V)

Capítulo 11

11-3.1 *a* 3.42; *b* 2.12; *c* 5.89; *d* 0.16; *e* 18.47; *f* —2.64; *g* —0.058; *h* —1.20; *i* —1.33; *j* —4.076
11-4.1 3.36 V
11-4.3 80×10^{-9} W; 1.13 mV
11-4.5 1 dB/100 pies o 3.3 dB/100 m
11-4.7 Pérdidas en el espacio 238 dB; $V_r = 1.58\ \mu$V
11-4.9 —40 dB; —26 dB; —18 dB; —13 dB; —6 dB

Capítulo 12

12-1.1 $V_{sal,cd} = 1.88$ V; $V_{ent,cd} = 0.15$ V; $R = 52.5$ kΩ; $A_v = A_i = 85$; $V_{sal,max} = 2{,}24\ V_{p\text{-}p}$
12-13 $R_{C_2} = 2000$ Ω; $R_{E_2} = 392$ Ω; $R_{E_1} = 1912$ Ω; $R_{C_1} = 450$ Ω; $R = 4545$ Ω; $A_v = 4930$
12-1.5 $R_{C_2} = 300$ Ω; $R = 9375$ Ω; $RCl = 1667$ Ω; $A_v = A_i = 55$
12-2.1 $R_1 = R_B = 1.875$ MΩ; $E_s = 7.2\ V_{p\text{-}p}$; $I_s = 6.5\ \mu A_{p-p}$
12-2.3 $R_{ca} = 104.4$ kΩ; $A_v = 0.52$; $A_i = 5416$
12-2.5 $R_1 = 145$ kΩ; 13.8 kΩ
12-3.1 $I_B = 4.35\ \mu$A; $I_C = 0.348$ mA; $I_E = 0.352$ mA; $V_B = 0.2$ V; $V_E = -0.5$ V; $C_C = +8.0$ V; $A_v = A_i = 282$; $V_{sal} = 14\ V_{p-p,máx}$
12-3.3 $I_B = 5.14\ \mu$A; $I_C = 0.411$ mA; $I_E = 0.416$ mA; $V_B = 0.05$ V; $V_E = -0.65$ V; $V_C = 5.8$ V; $A_v = A_i = 167$; $V_{sal} = 8.2\ V_{p-p,máx}$
12-4.1 $I_B = 13.8\ \mu$A; $I_C = 1.38$ mA; $I_E = 1.39$ mA; $V_B = +0.3$ V $V_E = -0.4$ V; $V_C = 10.6$ V; $A_v = A_i = 190$; $V_{sal,\ máx} = 18.8\ V_{p\text{-}p}$
12-4.3 $I_B = 2.15\ \mu$A; $I_C = 0.215$ mA; $I_E = 0.217$ mA; $V_B = 16$ mV; $V_E = -0.68$ V; $V_C = 5.7$; $A_v = A_i = 87$; $V_{sal,máx} = 8.6\ V_{p\text{-}p}$
12-5.1 106 dB
12-5.3 150 mV; 20 V
12-7.1 $V_{sal} = 9.4\ V_{p\text{-}p}$; $A_v = 37.6$; $V_{sal} = 752$ mV; $I_s = 1\mu$A
12-7.3 $V_{sal,máx} = 3.6\ V_{p\text{-}p}$; $A_v = A_i = 4900$

Capítulo 13

13-2.1 $\theta_{JA} = 75°C/W$; $\theta_{JC} = 0°C/W$
13-2.3 2.5 mW/°C
13-2.5 $\theta_{CA} = 0.3°C/mW$
13-2.7 NC441 con una reserva de 5°C
13-3.1 176.8 mA a 23.2 mA; $R_B = 6.78$ kΩ
13-4.1 $\alpha = 2.12/1$; $P_C = 4$ W; $I_C = 333$ mA; $BV_{CE} = 24$ V
13-4.3 $\alpha = 1/1$; $P_C = 20$ W; $I_C = 1$ A; $BV_{CE} = 40$ V
13-4.5 $\alpha = 1.36/1$
13-4.7 + 26.3 dB
13-1 Se usa NC403 con un margen de seguridad de 7 °C
13-3 $T_J = 125°C$
13-5 $P_C = 5.1$ W
13-7 $P_C = 20$ W; $\alpha = 1/1.26$

Capítulo 14

14-2.1 $A_v = 101$; $R = 480$ kΩ
14-4.1 $\alpha = 2.12/1$; $P_C = 20$ W; $I_C = 333$ mA; $BV_{CE} = 120$ V; $R_B = 10.7$ kΩ
14-4.3 $\alpha = 1.5/1$; $I_C = 333$ mA; $P_C = 4$ W; $BV_{CE} = 24$ V; $R_B = 2034$ Ω
14-4.5 $E_{s,\text{máx}} = 3.39\ V_{\text{pico}}$ + 30.3 dB
14-5.1 $\alpha = 7.14/1$; $P_C = 40$ mW; $I_C = 14.2$ mA; $BV_{CE} = 18$ V
14-5.3 $\alpha = 1.5/1$; $P_C = 0.8$ W; $BV_{CE} = 24$ V; $I_C = 212$ mA
14-5.5 $E_s = 106\ mV_{\text{pico}}$ + 38.3 dB
14-5.7 $P_L = 100$ W; $E_{s,\text{máx}} = 6.48\ V_{\text{pico}}$
14-6.1 $P_L = 200$ W; $P_C = 40$ W
14-6.3 $V_{CC} = +17.9$ V; -17.9 V; $I_C = 356$ mA; $P_C = 2$ W; $BV_{CE} = 35.8$ V
14-6.5 $V_{CC} = +10$ V; -10 V; $I_C = 100$ mA; $BV_{CE} = 20$ V; $P_C = 1$ W; $E_{s,\text{máx}} = 10.9\ V_{\text{pico}}$; + 16.6 dB
14-6.7 $P_L = 200$ W; $P_C = 200$ W; $R_B = 1269$ Ω
14-6.9 $P_L = 10$ W; $P_C = 10$ W; $R_B = 1229$ Ω
14-1 $\alpha = 4.24/1$; $P_C = 2$ W; $I_C = 83$ mA; $BV_{CE} = 48$ V
14-3 $\alpha = 4.24/1$: $BV_{CE} = 48$ V; $P_C = 0.4$ W; $I_C = 53$ mA
14-5 $V_{CC} = +5.66$ V; -5.66; $I_C = 353$ mA; $P_C = 2$ W; $BV_{CE} = 11.3$ V
14-7 $V_{CC} = \pm 5.66$ V; $I_C = 353$ mA; $P_C = 2$ W; $BV_{CE} = 11.3$ V

Capítulo 15

15-1.1 5 Hz−0.031 V−88.2°; 60 Hz−0.353 V−69.3°; 159 Hz−0.707 V−45°; 300 Hz−0.883 V−27.9°; 500 Hz−0.923 V−18°; 1 kHz−0.988 V−9°
15-1.3 5 kHz−0.156 V−81.1°; 20 kHz−0.532 V−58°; 31.8 kHz−0.707 V−45°; 50 kHz−0.844 V−32.5°; 100 kHz−0.953 V−17.7°
15-1.5 1 Hz−0.62 V−84.1°; 2 Hz−0.122 V−78.3°; 4 Hz−0.230 V−67.5°; 9.65 Hz−0.424 V−45°; 15 Hz−0.505 V−32.7°; 40 Hz−0.583 V−13.6°; 200 Hz−0.599 V−2.8°
15-2.1 0.2 Hz−1.000 V−1.4°; 2 Hz−0.970 −14.1°; 4 Hz−0.893 V−25.7°; 7.95 Hz−0.707 V−45°; 25 Hz−0.303 V−72.3°; 75 Hz−0.106 V; 83.9°; 200 Hz−0.040 V−87.7°
15-2.3 2 Hz−1.000 V−1.4°; 20 Hz−0.970 V−14.1°; 40 Hz−0.893 V−26.7°; 79.6 Hz−0.707 V−45°; 200 Hz−0.370 V−68.3°; 500 Hz−0.157 V−81°; 1000 Hz−0.079 V−85.5°
15-2.5 1 kHz−925 mV−1.7°; 10 kHz−912 mV−16.7°; 20 kHz−817 mV−30.9°; 33.4 kHz−673 mV−45°; 100 kHz−302 mV−71.5°; 1 MHz−32 mV−88.1°
15-3.1 $f_1 = 159$ Hz; $A_v = -4.0$ dB; $\theta = 54°$
15-3.3 $f_1 = 31.8$ kHz; $A_v = -4.0$ dB; $\theta = 54°$
15-3.5 $f_1 = 9.65$ Hz; $A_v = -12.0$ dB; $\theta = 62.2°$
15-4.1 $f_2 = 7.96$ kHz; $A_v = -9.9$ dB; $\theta = 67.4°$ de atraso
15-4.3 $f_2 = 79.6$ kHz; $A_v = -16$ dB; $\theta = 81°$ de atraso
15-4.5 $f_2 = 33.4$ kHz; $A_v = -0.4$ dB; $\theta = 35°$ de atraso
15-6.1 $A_v = 29$ dB; $f_1 = 47.5$ Hz; $f_2 = 45.4$ kHz. En Serie: $A_v = +58$ dB; $f_1 = 74$ Hz; $f_2 = 29$ kHz; en fase 47.5 Hz y 45.4 kHz son los valores de 90°
15-7.1 $A_e = 13.5$; $C_1 = 0.26\ \mu F$; $C_2 = 0.49\ \mu F$; $A_e = 6.75$; $\theta = 90°$ de adelanto
15-7.3 $\omega_2 = 1.57 \times 10^6$ rad/s $\omega_2' = 25 \times 10^6$ rad/s $A_e = A_{e,MF} = 13.5$ en 200 kHz; $A_e = 1.7$ en 2 MHz
15-7.5 $A_{e,MF} = 39$; $f_2 = 36.7$ kHz; $f_2' = 1.6$ MHz; $A_e = 18.1$ en 62° atraso en 70 kHz; $A_e = 13.4$ en 70° atraso en 100 kHz
15-7.7 $f_o = 15.9$ MHz
15-1 $K_{LF} = 0.36$; $V_{\text{sal}} = 0.265$ V en 69° de adelanto
15-3 $K_{LF} = 0.838$: $V_{\text{sal}} = 617$ mV en 33° de adelanto
15-5 $V_{\text{sal}} = 0.379$ V en 59° de atraso
15-7 $V_{\text{sal}} = 44$ mV en 86.6° de atraso
15-9 $A_v = +27.7$ dB; $f_1 = 10.5$ Hz; $C_{\text{ent}} = 3950$ pF; $f_2 = 23.9$ kHz

Capítulo 16

16-2.1 Valores que faltan 0.6; 13.33 mV; 33.3 mV; 666.7 mV

16-2.3 Valores que faltan: 267 mV; 0.4; 40 mV; 667 mV

16-2.5 Valores que faltan: 0.2 de 1%; 0.25 V; 1.25 V; 125 V

16-3.1 Valores que faltan 15%; 4; 150 mV; 50 mV

16-3.3 Valores que faltan 250 mV; 2.5; 150 mV; 100 mV

16-3.5 Valores que faltan 20; 5; 400 mV; 100 mV

16-3.7 3%: 0.75 V; 0.25 V; 25 V

16-3.9 0.15 de 1%

16-3.11 $\beta_f = 12\%$; $A_v = 8$; $f_2' = 40.2$ MHz

16-3.13 El incremento es de 0.8 del 1%

16-6.1 941 mV; $V_{sal} = 1.30$ V

16-7.1 $A_v = 292$; $A_v' = 27.2$

16-7.3 $R_F = 1.04$ MΩ

16-8.1 $V_{ent} = 0.762$ mV; $V_{sal} = 2.92$ V; $V_{ent}' = 5.97$ mV; $V_{sal}' = 884$ mV

16-8.3 $A_v = 14.46 \times 14.4 \times 18.8 = 3915$; $V_{ent} =$ 1.52 mV; $V_{ent} = 5.97$ V; $A_v = 2.98$ V

16-9.1 $V_{ent} = 192$ m V; $V_{ent} = 1.52$ mV; $V_{ent}' = 0.256$ mV; $V_{sal}' = 32.2$ mV

16-1 $V_B = 0.4$ V; $V_D = 0.4$ V; $V_A = 0$V; $\beta_f = 2\%$ positivo

16-3 $V_B = 187.5$ mV; $V_D = 150$ mV; $V_A =$ 337.5 mV

15-5 $\beta_f = 0.45$ de 1%: $D' = 1.55\%$

16-7 $A_v' = 49.2$ a 50.4

16-9 $A_v' = 7.5$; $r_{ret}' = 1$ kΩ; $r_{sal} = 50$ Ω; $D' = 3.75\%$

Capítulo 17

17-2.1 Error = —0.05 de 1%; —0.5 de 1%

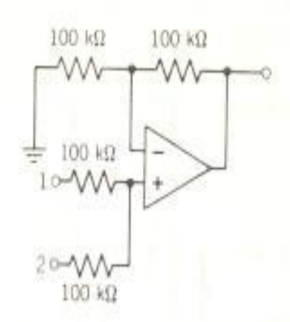
17-2.3 Error = + 10.5%; —9.5%

17-2.5 Error = +0.2 de 1%; —0.2 de 1%

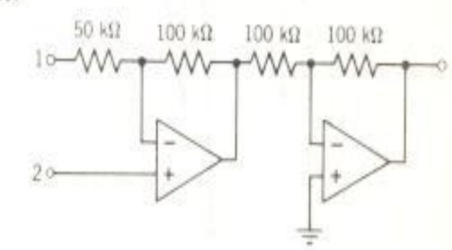
17-3.1 4.2 V en 5 kΩ; 2.87 V en 7.5 kΩ; 2.2 V en 10kΩ; 1.2 V en 20 kΩ; 0.7 V en 40 kΩ; 0.4 V en 100 kΩ

17-3.3 $R_1 = 55$ kΩ; $R_2 = 82.5$ kΩ; $R_3 = 100$ kΩ; $R_4 = 350$ kΩ

17-3.5



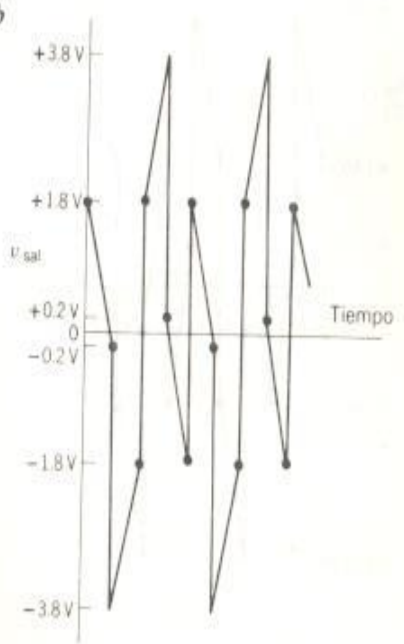
17-3.7



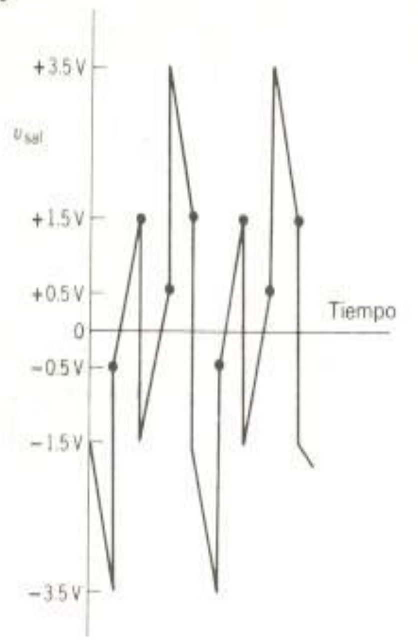
17-1 *a* —1.2 V; *b* —3.9 V; *c* —0.5 V; *d* —0.55 V; *e* —7V; *f* —7.7 V

17-3 *a* triangular, + 1.6 V, — 1.6 V;

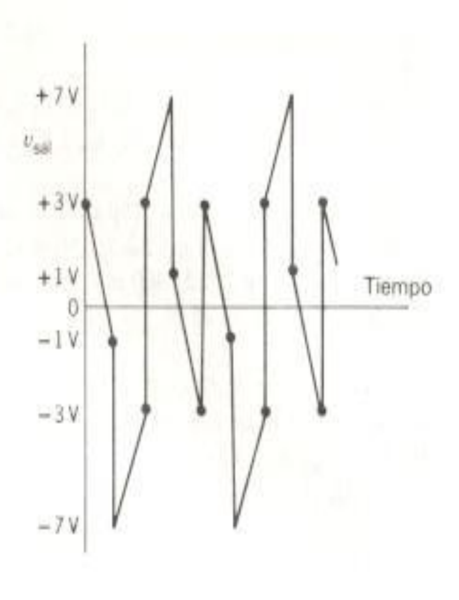
17-3*b*



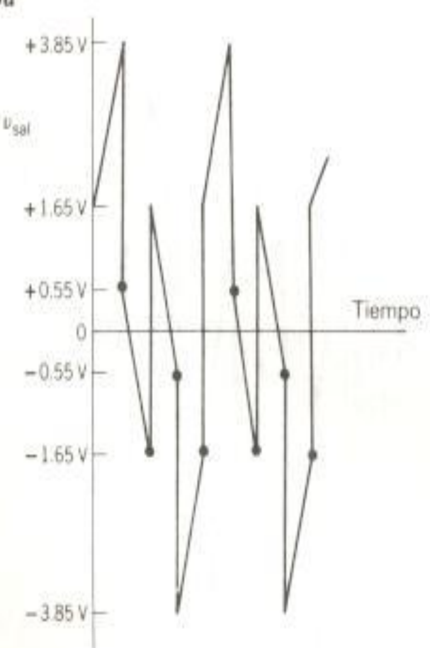
17-3*c*



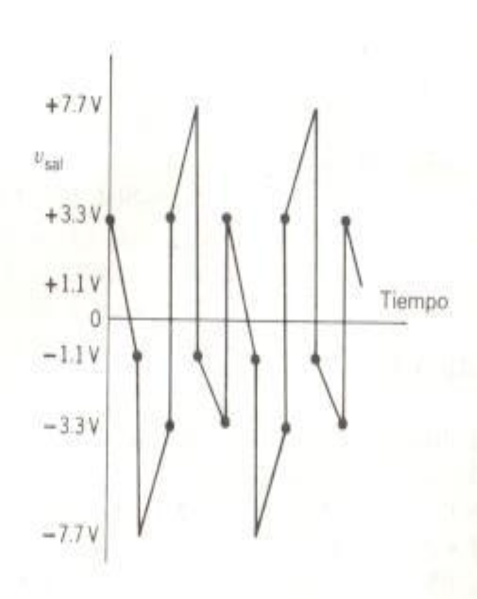
17-3*e*



17-3*d*



17-3*f*

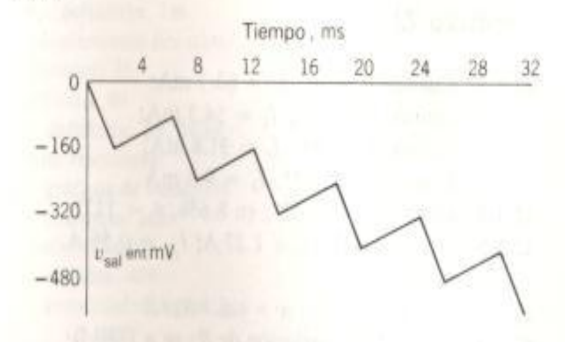


Capítulo 18

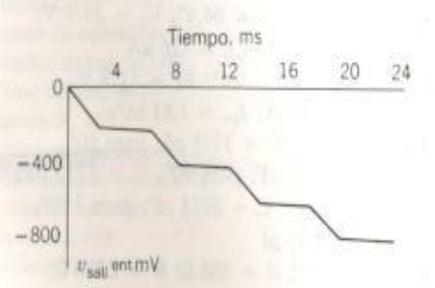
18-2.1 Todos los circuitos son estables
18-2.3 El Núm. 2 y el Núm. 3 son estables
18-3.1 6121 Hz
18-3.3 No porque $f_{máx} = 7.96$ kHz

Capítulo 19

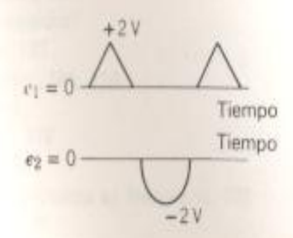
19-1.1



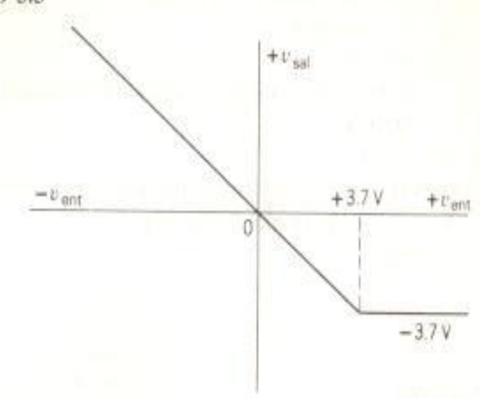
19-1.3



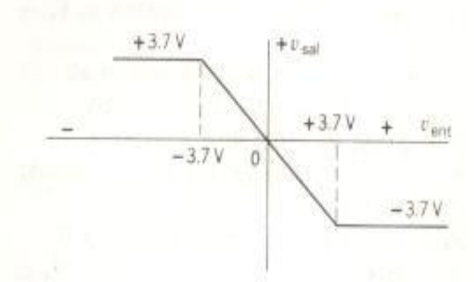
19-1.5 4h, 48 min, 53 s
19-2.1 Salida rectangular: — 136; +45.3; +63 mV
19-2.3 Salida rectangular: —51 mV y +17 mV
19-3.1



19-3.3

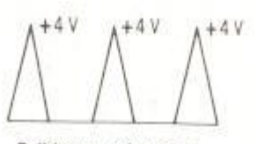


19-3.5

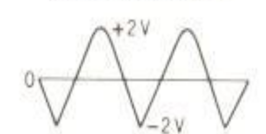


19-3.7 $V_A = +2.079$ V; $V_B = +1.881$ V; $V_H = 0.198$ V

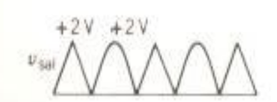
19-3.9



Salida causado por v_A



Salida al aplicar o v_{ent} directamente en la segunda etapa



19-4.1 P_{sal} = 0.5 W/canal; I = 175 mA
19-4.3 β_f = 2% negativo
19-4.5 f_2' = 400 kHz
19-4.7 f = 27.85 kHz; límite de la rapidez de excursión
19-4.9 I = 292 mA
19-4.11 A_v' = −51
19-4.13 En 0 Hz, A_v = +90 dB; en frecuencia intermedia A_v = +40 dB; en alta frecuencia A_v = +34 dB

Capítulo 20

20-1.1 $I_{L,min}$ = 19 mA; $I_{L,máx}$ = 18 mA
20-1.3 $V_{ent,máx}$ = 11.18 V; $V_{ent,\ min}$ = 10.22 V
20-2.1 I_L = 0 en V_L = 5.52 V; I_L = 610 mA en V_L = 5.50 V
20-3.1 R = 829 Ω; R_f = 15.48 kΩ; R_C = 6.08 kΩ
20-3.3 R = 854 Ω; V_{sal} = 0 V a V_{sal} = +6.2 V
20-3.5 R_f = 20 kΩ; R_2 = 625 Ω; I_L = 33.6 mA
20-5.1 R_2 = 14.24 kΩ; R_3 = 5875 Ω: $I_{L,máx}$ = 80 mA; R_{sc} = 8.125 Ω
20-5.3 R_2 = 17.97 kΩ; I_L = 2.83 A; P_C = 42.5 W
20-5.5 R_2 = 3986 Ω: $I_{L,máx}$ = 2.7 A; P_C = 40.5 W; R_{sc} = 0.241 Ω
20-1 R_2 = 23,256 Ω; $I_{L,máx}$ = 80 mA; P_C = 400 mW; R_3 = 7.0 kΩ
20-3 No puede utilizarse el circuito
20-5 $I_{L,máx}$ = 150 mA; P_C = 750 mW; R_3 = 10k Ω R_4 = 28.46 kΩ; R_{sc} = 17.57 Ω
20-7 $I_{L,máx}$ = 40 mA; P_C = 800 mW; R_2 = 9108 Ω; R_3 = 4767 Ω; R_{sc} = 16.25 Ω
20-9 $I_{L,máx}$ = 0.5 A; P_C = 10 W; P_C = 196 mW; R_2 = 9108 Ω; R_3 = 4767 Ω; R_{sc} = 1.3 Ω
20-11 I_L = 0.5 A; P_C = 153 mW; P_C = 10 W; R_1 = 10 kΩ; R_2 = 228.5 kΩ

Capítulo 21

21-2.1 C = 0.040 μF
21-2.3 C = 4420 pF
21-2.5 C = 0.048 μF; 20% de error
21-2.7 C = 5320 pF; 20% de error
21-3.1 $R_{L,min}$ = 40 Ω; v_s = 17 V; r_{ca} = 1.11 Ω
21-3.3 θ = 10.5°
21-3.5 θ = 10.5°; θ = 190.5°

Capítulo 22

22-1.1 Cuando θ = 0°, I_L = 63.7 mA; cuando θ = 45°, I_L = 54.3 mA; cuando θ = 90°, I_L = 31.8 mA; Cuando θ = 135°, I_L = 9.3 mA
22-1.3 en 18.2%, θ = 82°; en 8.6%, θ = 117°
22-1.5 R_L = 41.4 Ω: I_{cd} = 1.27 A; I_{cd} = 0.56 A; 0 a 97°
22-2.1 $\theta = 180° - 2\alpha$; $\alpha = \tan^{-1} X_L/R$
22-2.3 Intervalo de variación de R: ∞ a 1880 Ω
22-2.5 Intervalo de variación de R: 0 a 106.3 kΩ
22-3.1 α = 25.6°; θ = 64.4°; V_L = 37.7 V; I_L = 3.77 A; I_{gm} = 716 μA
22-3.3 α = 76°; θ = 14°; V_L = 51.9 V; I_L = 0.86 A; I_{gm} = 1.61 mA
22-3.5 Para 30°, C = 1738 pF; para 60°, C = 3477 pF; para 90°, C = 5215 pF; para 120°, C = 6953 pF; para 150°, C = 8691 pf
22-4.1 θ = 6.9°; R = 966 Ω; R = 2226 Ω; R = 4595 Ω
22-4.3 3/4 de calor 25°; 1/2 de calor 90°; 1/4 de calor 155°

Indice

ESTA EDICION DE 1 000 EJEMPLARES SE TERMINO EN OCTUBRE DE 1985, EN LOS TALLERES DE LA COMPAÑIA EDITORIAL CONTINENTAL, S. A. DE C. V., MEXICO

Transformadores:

$$\alpha = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1} \quad (13\text{-}5a) \qquad R_a = \frac{1}{\alpha^2} R_L \quad (13\text{-}5b)$$

Para la carga:

$$P_L = \frac{(V_{\text{máx}} - V_{\text{mín}})(I_{\text{máx}} - I_{\text{mín}})}{8} \quad (13\text{-}6)$$

$$V_m = \sqrt{2P_L R_L} \quad (13\text{-}8)$$

Capítulo 14 Amplificadores push-pull

Para condiciones máximas, clase A:

$$\eta_{\text{total}} = \eta_{\text{colector}} = 50\% \quad (14\text{-}1a)$$

$$P_c = P_L \text{ cada transistor} \quad (14\text{-}1b)$$

Para consideraciones máximas, clase B:

$$I_C = \frac{I_m}{\pi} \quad (14\text{-}2a) \qquad \eta_{\text{total}} = \eta_{\text{colector}} = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78.5\% \quad (14\text{-}5)$$

$$P_{C,\,\text{máx}} = 0.20 P_{L,\,\text{máx}} \text{ cada transistor} \quad (14\text{-}11)$$

Capítulo 15 Respuesta en frecuencia

Para bajas frecuencias:

$$K_{LF} = \frac{A_{LF}}{A_v} \quad (15\text{-}3) \qquad K_{LF} = \frac{1}{1 - j\dfrac{X_{C_1}}{R_1 + R_2}} \quad (15\text{-}4)$$

$$K_{LF} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{X_{C_1}}{R_1 + R_2}\right)^2}} \angle + \tan^{-1} \frac{X_{C_1}}{R_1 + R_2} \quad (15\text{-}5)$$

Para altas frecuencias:

$$K_{HF} = \frac{A_{HF}}{A_v} \quad (15\text{-}6) \qquad R_{cc} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (15\text{-}7)$$

$$K_{HF} = \frac{1}{1 + j\dfrac{R_{cc}}{X_{C_2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{R_{cc}}{X_{C_2}}\right)^2}} \angle - \tan^{-1} \frac{R_{cc}}{X_{C_2}} \quad (15\text{-}8)$$

Para bajas frecuencias:

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C_1 \quad (15\text{-}9) \qquad \omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{1}{\tau_1} \quad (15\text{-}10)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad (15\text{-}11)$$

$$K_{LF} = \frac{1}{1 - j\dfrac{f_1}{f}} = \frac{1}{1 - j\dfrac{\omega_1}{\omega}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f_1}{f}\right)^2}} \angle + \tan^{-1} \frac{f_1}{f} \quad (15\text{-}12)$$

Para altas frecuencias:

$$\tau_2 = R_{cc} C_2 \quad (15\text{-}15) \qquad \omega_2 = \frac{1}{\tau_2} \quad (15\text{-}16)$$

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} \quad (15\text{-}17)$$

$$K_{HF} = \frac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_2}} = \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_2}\right)^2}} \angle - \tan^{-1} \frac{f}{f_2} \quad (15\text{-}18)$$

$$C_{\text{sal}} = C_{ob} \quad (15\text{-}24) \qquad C_{\text{ent}} = (1 + A_v)C_{ob} \quad (15\text{-}23)$$

$$C_{\text{ent}} = C_{ob_1} + C_{b'e_2} + (1 + A_v)C_{ob_2} \quad (15\text{-}26)$$

Capítulo 16 Realimentación

$$A_v' = \frac{A_v}{1 - \beta_f A_v} \quad (16\text{-}1) \qquad A_v' = -\frac{1}{\beta_f} \quad (16\text{-}3)$$

$$D' = \frac{D}{1 - \beta_f A_v} \quad (16\text{-}4) \qquad BW = f_2 - f_1 \quad (16\text{-}5)$$

$$BW' = f_2' - f_1' \quad (16\text{-}6)$$

El producto ganancia y ancho de banda para cualquier amplificador es una constante

$$f_1' = \frac{f_1}{1 - \beta_f A_v} \quad (16\text{-}12) \qquad f_2' = (1 - \beta_f A_v) f_2 \quad (16\text{-}13)$$

Realimentación negativa de voltaje:

$$-\beta_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (16\text{-}17)$$

Realimentación negativa de corriente:

$$-\beta_f = \frac{R_E}{R_C} \quad (16\text{-}18)$$

Capítulo 17 El amplificador operacional

Amplificador inversor:

$$A_v = -\frac{R_f}{R_1} \quad (17\text{-}1)$$

Amplificador no inversor:

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (17\text{-}6)$$

Seguidor de voltaje:

$$V_{\text{sal}} = V_{\text{ent}} \quad (17\text{-}8)$$

Capítulo 18 El amplificador operacional práctico

Compensación:

$$R_2 = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} \quad (18\text{-}4)$$

Rapidez de excursión:

$$SR = \omega V_{\text{sal,máx}} = 2\pi f V_{\text{sal,máx}} \quad (18\text{-}8)$$

Capitulo 19 Aplicaciones del amplificador operacional

Integrador:

$$v_{sal} = -\frac{1}{RC}\int v_{ent}\,dt \qquad (19\text{-}3)$$

Diferenciador:

$$v_{sal} = -RC\frac{dv_{ent}}{dt} \qquad (19\text{-}7)$$

Capitulo 21 Dispositivos de ruptura

Oscilador de relajación con UJT):

$$f = \frac{1}{R_E C_E}\ \text{Hz} \qquad (21\text{-}4d)$$

Capitulo 22 Rectificadores controlados

Rectificador de media onda con SCR:

$$V_L = \frac{V_m}{2\pi}(1+\cos\theta_1) \quad (22\text{-}3) \qquad I_L = \frac{V_m}{2\pi R_L}(1+\cos\theta_1) \quad (22\text{-}4)$$

Triac:

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{180^\circ-\theta_1}{180^\circ} - \frac{\text{sen}\,2\theta_1}{2\pi}} \qquad (22\text{-}7)$$

OTROS TITULOS DE INTERES

Análisis de los Circuitos Eléctricos
Benjamín Zeines
441 Págs.
Rústica Ilustrado

Arte y Ciencia de la Protección por Relevadores
Russell, C. Mason
480 Págs.
Tela Ilustrado

Circuitos en Ingeniería Eléctrica
Hugh Hildreth Skilling
784 Págs.
Rústica Ilustrado

Circuitos de Corriente Alterna
Russell M. Kerchner
700 Págs.
Rústica Ilustrado

Diseño con Circuitos Integrados TTL
Texas Instrument Incorporated
374 Págs.
Rústica Ilustrado

Manual de Fórmulas Electrónicas
Símbolos y Definiciones
John R. Brand
342 Págs.
Rústica con Forroplástico Ilustrado

Máquinas de Corriente Alterna
Michael Liwschitz
768 Págs.
Rústica Ilustrado

Máquinas de Corriente Continua
Michael Liwschitz
374 Págs.
Rústica Ilustrado

Compañía Editorial Continental
Calz. de Tlalpan 4620
C.P. 14080 México, D.F.
Tel. 573-23-00

clave 939